

F. MÖHRING

Elektronenschwingungen in Vakuumröhren

DK 621.373.423

Unter bestimmten Betriebsbedingungen können in herkömmlichen Elektronenröhren ultrakurzwellige Schwingungen hervorgerufen werden, deren Frequenz im Gegensatz zu den Rückkopplungsschwingungen lediglich durch die Elektronenlaufzeiten innerhalb der Röhre bestimmt wird. Es handelt sich hierbei um sogenannte Bremsfeldschwingungen, die nach den Entdeckern heute allgemein als Barkhausen-Kurz-Schwingungen (B-K-Schwingungen) [1] bezeichnet werden.

Solche Schwingungen wurden zum Beispiel bei Fernsehgeräten beobachtet, wenn zum Empfang die Gehäuseantenne verwendet wurde. Auf dem Bildschirm äußern sie sich als senkrechte dunkle Streifen verschieden starker Intensität, die vornehmlich im ersten Drittel des Bildschirms in Erscheinung treten. Hervorgerufen werden die B-K-Schwingungen durch die sehr leistungsstarke Endröhre der Zeilen-Ablenkstufe. Man kann solche Schwingungen jedoch auch mit anderen Pentoden und Doppelsteuerröhren hervorrufen, wenn man diese in Bremsfeldschaltungen betreibt.

Da die physikalischen Ursachen dieser Schwingungen nicht nur für den Röhrenkonstrukteur, sondern auch für den Geräteentwickler

interessant sind, sollen im folgenden Beitrag der Schwingungsmechanismus dargestellt sowie das Frequenzverhalten am Beispiel einer Zeilen-Ablenkröhre erläutert werden.

1. Mechanismus der Bremsfeldschwingungen

Die Grundsaltung eines Bremsfeldgenerators [2, 3, 4, 5] ist im Bild 1a dargestellt. Man erkennt, daß bei der Schaltung die Spannungen an den Elektroden gegenüber der herkömmlichen Schaltung vertauscht sind. Querschnitte durch ein ebenes sowie durch ein zylindrisches Triodensystem mit eingezeichneten Elektronenbahnen bei Elektronenumkehr innerhalb der Röhre zeigen Bild 1b und 1c. Darunter ist jeweils der zugehörige Potentialverlauf dargestellt.

Im Raum Gitter—Anode sinkt das Potential infolge der negativen Anodenspannung so weit ab, daß die von der Katode emittierten und die Gitterebene mit einer Geschwindigkeit (entsprechend der anliegenden positiven Beschleunigungsspannung U_g) durchlaufenden Elektronen verzögert und schließlich zur Umkehr gezwungen werden, so daß sie in Richtung auf das Beschleunigungsgitter zurücklaufen. Während ein Teil dieser Elektronen durch das Gitter abgefangen wird, fliegen die restlichen in Richtung zur Katode weiter, wo sie jedoch erneut ihre Flugrichtung wechseln müssen. Die Existenz pendelnder Elektronen ergibt jedoch zunächst nur eine Erhöhung der Raumladung innerhalb der Röhre.

Soll von Ladungsträgern Hochfrequenzleistung durch Influenzwirkung an die Elektroden abgegeben werden, so ist es erforderlich, daß die Raumladungsdichte zwischen Anode und Katode periodisch mit Ort und Zeit schwankt.

Da eine unmittelbare Dichtemodulation des von der Katode ausgehenden Emissionsstromes im Raum Katode—Beschleunigungsgitter bei einer Bremsfeldröhre zu vernachlässigen ist, geschieht die Dichtemodulation durch einen Aussortierungsprozeß. Man versteht hierunter die sich periodisch wiederholende Ausscheidung von Elektronen aus einer zunächst homogenen Elektronenströmung, hervorgerufen durch Potentialschwankungen an einer Elektrode innerhalb der Röhre. Je nachdem, an welcher Elektrode die Elektronen ausgeschieden werden, bezeichnet man diesen Vorgang als Anoden- oder als Katoden-Aussortierung.

Ausgeschieden werden an der Anode oder Katode stets die Elektronen, die von der HF-Wechselspannung beschleunigt worden sind (falschphasige Elektronen). Die zurückbleibenden Elektronen (richtigphasige Elektronen) laufen, bedingt durch den elektronischen Schwingungsmechanismus, gegen ein bremsendes HF-Feld an, so daß sie verzögert werden und unter Hergabe ihrer kinetischen Energie so lange pendeln, bis sie vom Beschleunigungsgitter aufgefangen werden. Es müssen jedoch vom Hochfrequenzfeld im Mittel stets mehr

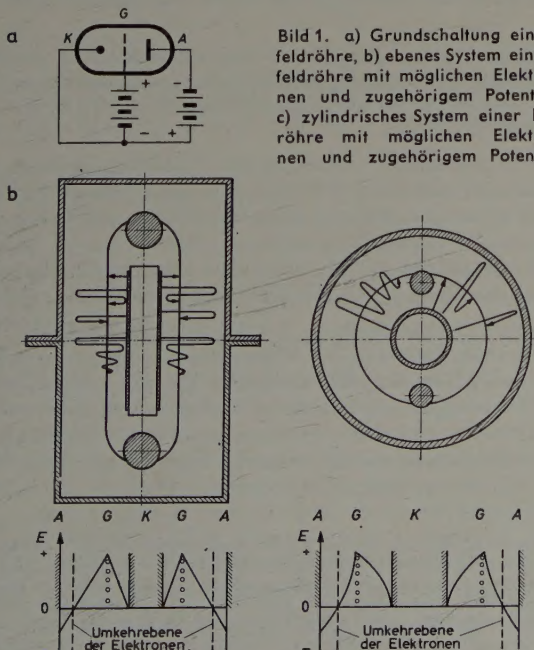


Bild 1. a) Grundsaltung einer Bremsfeldröhre, b) ebenes System einer Bremsfeldröhre mit möglichen Elektronenbahnen und zugehörigem Potentialverlauf, c) zylindrisches System einer Bremsfeldröhre mit möglichen Elektronenbahnen und zugehörigem Potentialverlauf

Elektronen abgebremst als beschleunigt werden, wenn durch Influenzwirkung so viel Energie an das HF-Feld abgegeben werden soll, daß die Röhre ungedämpft schwingen kann.

Bei sehr stark negativer Spannung an der Anode reicht jedoch meist die während eines einzigen Durchgangs aufgenommene Energie der falschphasigen Elektronen nicht mehr aus, um gegen die hohe Bremspannung anlaufen zu können. Trotzdem kann sich die Schwingung aufrechterhalten, auch wenn der Strom zur Anode gleich Null wird. Der Aussortierungsprozeß muß dann allerdings an der Katode oder einer anderen Elektrode stattfinden. Außerdem besteht die Möglichkeit der Erzeugung einer Dichtemodulation durch einen sogenannten Phaseneinsortierungsvorgang. In diesem Falle treten als Folge einer Geschwindigkeitsmodulation Einholungsvorgänge unter den Elektronen auf. Da beispielsweise die durch das hochfrequente Wechselfeld vom Gitter zusätzlich beschleunigten Elektronen weiter in das Bremsfeld hineinlaufen als die durch das gleiche Feld während eines anderen Phasenzustandes verzögerten Elektronen, jedoch die Anode wegen der negativen Anodenspannung nicht erreichen können, werden sie zeitlich später umkehren als die langsamen Elektronen. Infolgedessen treten durch das Zusammentreffen von beschleunigten und verzögerten Elektronen Elektronengruppierungen auf, die einer Dichtemodulation des Elektronenstromes entsprechen.

Beim Eintritt in eine bremsende Phase des Hochfrequenzfeldes geben diese Gruppen Energie ab und bewirken somit ebenfalls Entdämpfung und gegebenenfalls Schwingungsanfachung.

2. Die Frequenz der Bremsfeldschwingung

Die Grundfrequenz [6, 7] einer Bremsfeldschwingung ist angenähert durch die Zeit gegeben, die ein Elektron für eine volle Pendelung zwischen Katode und Bremsselektrode benötigt, das heißt, sie ist abhängig von den Elektrodenabständen, von denen an der Röhre liegenden Gleichspannungen sowie von der Schwingungsamplitude selbst. Für die Laufzeit der Elektronen in einem raumladungsfreien homogenen elektrostatischen Feld gilt allgemein

$$\tau_0 = \frac{d}{\frac{1}{2} \cdot v_0} = \frac{2d}{\sqrt{\frac{2e}{m} \cdot U_g}} \quad (1)$$

($v_0 = \sqrt{\frac{2e}{m} \cdot U_g}$ = Elektronengeschwindigkeit, $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ As = Elementarladung eines Elektrons, $m = 9,11 \cdot 10^{-35}$ V As³ cm⁻² = Masse eines Elektrons, d = Entfernung zweier Elektroden und U_g = mittlere Spannung in der Ebene des Beschleunigungsgitters). Die Laufzeit eines Elektrons für den Hin- und Rücklauf im Raum Katode—Beschleunigungsgitter—Anode (bzw. —Umkehrebene bei $U_a < 0$) einer Bremsfeldröhre ist somit bei Vernachlässigung der Raumladung

$$\begin{aligned} \tau_{\text{ges}} &= 2(\tau_{gk} + \tau_{gu}) \\ &= 2 \left(\sqrt{\frac{2d_{gk}}{\frac{2e}{m} \cdot U_g}} + \sqrt{\frac{2d_{gu}}{\frac{2e}{m} \cdot U_g}} \right) \\ &= 0,658 \cdot 10^{-7} \cdot \frac{(d_{gk} + d_{gu})}{\sqrt{U_g}} \quad [\text{s}] \end{aligned} \quad (2)$$

(d_{gk} = Abstand Katode — Beschleunigungsgitter [cm], $d_{gu} = d_{ga} \cdot \frac{U_g}{U_g - U_a}$ = Abstand Beschleunigungsgitter—Umkehrebene [cm], d_{ga} = Abstand Beschleunigungsgitter—Anode [cm] und U_a = Spannung an der Anode (Bremsspannung) [V]).

Da $f = \frac{1}{\tau_{\text{ges}}}$ ist, gilt für die Frequenz der B-K-Schwingung (ohne Raumladung)

$$f_0 = \frac{1,49 \cdot 10^7 \cdot \sqrt{U_g}}{d_{gk} + d_{gu}} \quad [\text{Hz}] \quad (3)$$

Für die Berechnung der Elektronenlaufzeiten im raumladungsbeschwerten Bremsfeld geben Rothe und Kleen in [6] Kurven an,

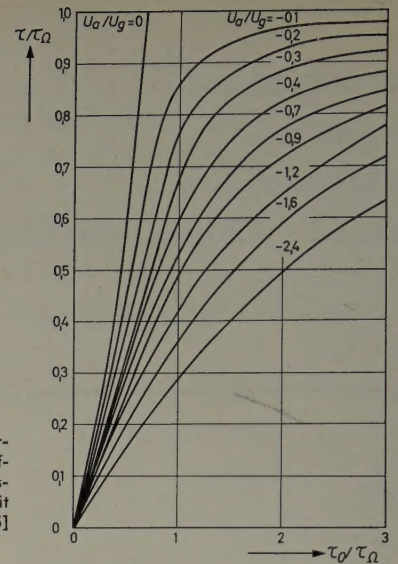


Bild 2. Kurven zur Ermittlung der Elektronenlaufzeit in einem raumladungsbeschwerten Bremsfeld mit Elektronenumkehr nach [5]

die eine Ermittlung der einfachen Laufzeit τ bei beliebigen Stromdichten gestatten. Für Hin- und Rücklauf muß dieser Wert mit dem Faktor 2 multipliziert werden. Es bedeuten im Bild 2

$$\begin{aligned} \tau_0 &= \left(\frac{v_0}{\frac{e}{m \epsilon_0} \cdot j_a} \right)^{1/2} \\ &= 0,55 \cdot 10^{-10} \cdot \sqrt{\frac{U_g}{j_a}} \quad [\text{s}] \end{aligned} \quad (4)$$

($\epsilon_0 = 8,86 \cdot 10^{-14}$ V⁻¹ As cm⁻¹ = Dielektrizitätskonstante des Vakuums und j_a = Stromdichte im Gitter-Anodenraum [A cm⁻²]).

$$\tau_0 = 0,359 \cdot 10^{-7} \cdot \frac{d_{ga}}{\sqrt{U_g}} \quad [\text{s}] \quad (5)$$

τ_0 wird in der Literatur als Plasma-Laufzeit der Elektronenströmung bezeichnet.

3. B-K-Schwingungen in Mehrgitterröhren

Das Auftreten von Bremsfeldschwingungen ist nicht speziell auf Trioden beschränkt, sondern diese Schwingungen können in jeder herkömmlichen Mehrgitterröhre in Erscheinung treten, wenn im Betrieb an einer Stelle innerhalb der Röhre Elektronenumkehr stattfindet.

Es muß daher hinter dem Beschleunigungsgitter eine Elektrode folgen, in deren Ebene ständig oder auch nur kurzzeitig ein negatives Potential herrscht, wozu auch das Auftreten sogenannter virtueller Katoden¹⁾ zu rechnen ist.

Zu solchen Schwingungen neigen besonders Leistungspentoden, deren Elektronenstrom zusätzlich gebündelt ist, um einen niedrigen Leistungsinnenwiderstand zu erreichen. Die Elektronen weisen daher auch nur geringe Winkelablenkungen auf, so daß sie nach ihrer Umkehr vor der negativen Anode auch wieder senkrecht zu ihr zurücklaufen, was die Bildung von Elektronengruppen stark begünstigt.

Untersuchungen haben ergeben, daß der Schwingeneinsatz der Röhre parallel mit dem Auftreten der Überschneidungen einzelner Kennlinien im I_a - U_a -Kennlinienfeld verläuft. Im I_a - U_a -Kennlinienfeld einer Pentode drückt sich nämlich das Vorhandensein einer virtuellen Katode durch das Auftreten von Kennlinien-Überschneidungen aus (Bild 3). Schwingungen sind daher nur im Übernahmebereich und bei negativen Anodenspannungen zu erwarten.

¹⁾ Eine virtuelle Katode ist ein bei großer Raumladungsdichte innerhalb einer Elektronenröhre auftretendes Potentialminimum, durch das ein Teil der Elektronen vor einer positiven Elektrode zur Umkehr veranlaßt wird. Zur positiven Elektrode, beispielsweise der Anode, gelangt nur noch der „raumladungsbegrenzte“ Elektronenstrom, der dem von einer wirklichen Katode an der Stelle der virtuellen Katode emittierten Strom entspricht.

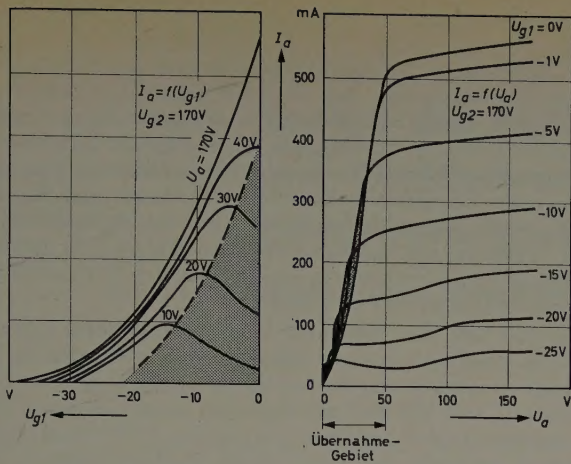


Bild 3. I_a — U_{g1} - und I_a — U_a -Kennlinienfeld einer Zeilenablenk-Endröhre mit Kennlinien-Überschneidungen im I_a — U_a -Kennlinienfeld, hervorgerufen durch das Auftreten einer virtuellen Katode im Raum Schirmgitter—Anode

Bilder 4 und 5 lassen erkennen, daß bei einem gewissen Betriebszustand stets mit dem gleichzeitigen Auftreten mehrerer Frequenzen zu rechnen ist, die einen großen elektronischen Durchstimmbereich aufweisen. So tritt beispielsweise allein durch Änderung der Schirmgitterspannung U_{g2} um 100 V eine rein elektronische Frequenzvariation der Grundschwingung von 350 auf 525 MHz auf. Abgesehen von der Grundwelle ($f = 225 \dots 525$ MHz), die auch intensitätsmäßig stark in Erscheinung tritt, sind eine Reihe weiterer, wenn auch wesentlich schwächerer Schwingungen vorhanden, deren Frequenzen teils höher, teils niedriger sind als die Frequenz der Grundwelle.

Die Frequenzen oberhalb der Grundschwingung mit $f = 350 \dots 930$ MHz und $f = 650 \dots 1050$ MHz können als Oberwellen der Grundschwingung angesehen werden.

Nicht eindeutig konnte bisher das Zustandekommen der Frequenzen im Bereich zwischen 100 und 270 MHz geklärt werden. Die Laufzeiten der Elektronen, die solche Schwingungen hervorrufen, müssen wesentlich größer sein als die Laufzeiten der Elektronen, die die Grundschwingung anregen. Für diese wurde dabei allerdings nur

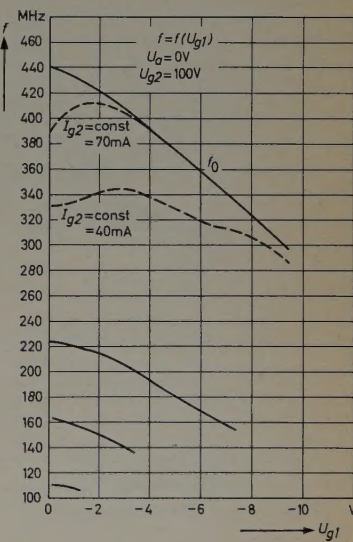
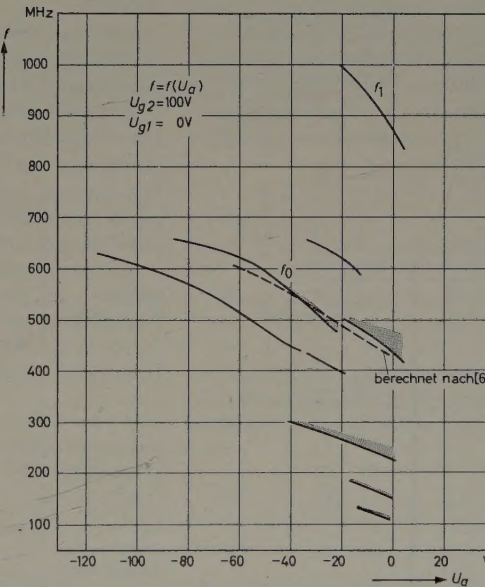
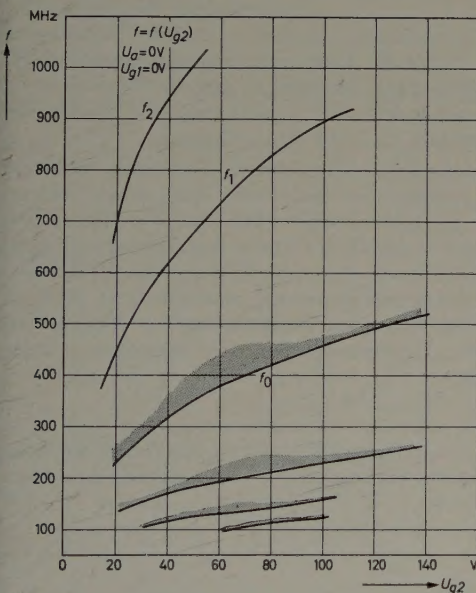
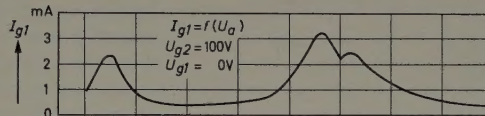
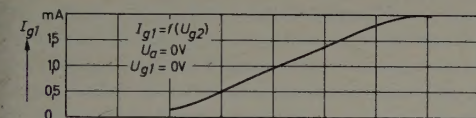


Bild 6. Frequenzverlauf einer in Bremsfeldschaltung betriebenen Zeilenablenk-Röhre, abhängig von der Steuergitterspannung U_{g1}

Bild 4 (links). Frequenzverlauf sowie Gitterstrom I_{g1} einer in Bremsfeldschaltung betriebenen Zeilenablenk-Endröhre in Abhängigkeit von der Beschleunigungsspannung U_{g2} (Schattierung stellt qualitativ den Intensitätsverlauf der Schwingung dar). Bild 5 (rechts). Wie Bild 4, aber in Abhängigkeit von der Anodenspannung U_a

Bild 4 zeigt den charakteristischen Frequenzverlauf solcher Schwingungen in Abhängigkeit von der Schirmgitterspannung U_{g2} , Bild 5 die Abhängigkeit der Frequenz von der Spannung U_a an der Anode. Aufgetragen ist ferner der Verlauf des am Steuergitter der Röhre auftretenden, durch Elektronenaussortierung hervorgerufenen positiven Gitterstromes.

Wie aus den Bildern 4 und 5 zu entnehmen ist, handelt es sich um spannungsabhängige, also laufzeitbedingte Bremsfeldschwingungen. Eine gleichsinnige Änderung der Spannungen an Schirmgitter und Anode hat stets eine Frequenzänderung im umgekehrten Sinne zur Folge. Wird zum Beispiel die Beschleunigungsspannung vergrößert, so tritt eine Verringerung der Elektronenlaufzeit auf, wodurch die Periodendauer einer Pendelschwingung verkürzt, deren Frequenz demzufolge erhöht wird. Wird hingegen die Anodenspannung vermindert, bleibt zwar die Geschwindigkeit der Elektronen im wesentlichen konstant, da aber die Umkehrebene in Richtung auf das Schirmgitter wandert, findet eine Verkürzung des Laufweges statt, so daß ebenfalls eine Verringerung der Periodendauer auftritt.

Elektronenumkehr in der horizontalen Ebene des Röhrensystems zugrunde gelegt.

Man muß jedoch berücksichtigen, daß auf Grund der Linsenwirkung von $g1$ und $g2$ eine Auslenkung der Elektronen auch in vertikaler Richtung erfolgt. Hierdurch ergeben sich jedoch bei einer Elektronenumkehr wesentlich andere und vor allem längere Elektronenbahnen als bei Umkehr in der horizontalen Ebene.

Es kann daher angenommen werden, daß die niedrigen Frequenzen im Bereich von 100...270 MHz durch Elektronengruppen angeregt werden, deren Laufzeit durch Auslenkung in der Vertikalen wesentlich größer ist, so daß innerhalb der Röhre nicht nur eine, sondern mehrere „Grundschwingungen“ verschiedener Frequenz auftreten können. Die Intensität dieser Schwingungen ist jedoch sehr unterschiedlich.

Auch die Spannung am Steuergitter der Röhre beeinflusst die Frequenz der Bremsfeldschwingung, wie Bild 6 erkennen läßt. Mit negativer werdender Gitterspannung vermindern sich jedoch auch der Katodenstrom der Röhre und damit ändern sich im weiten Maße die Raumladungsverhältnisse. Da als Folge verminderter Raumladung die Umkehrebene der Elektronen in Richtung auf die Katode beziehungsweise auf die Anode zu wandert, müssen die pendelnden Elektronen längere Wegstrecken durchlaufen, so daß sich ihre Laufzeiten

zwangsläufig vergrößern müssen. Die Frequenz wird somit niedriger.

Wird der Katodenstrom jedoch durch Änderung der Katodentemperatur auf einem konstanten Wert gehalten, so läßt sich zunächst der Raumladungseinfluß ausschalten, und der Einfluß der Gittervorspannung tritt deutlich hervor. Bei Vergrößerung der negativen Spannung an g_1 wandert die Umkehrebene vom Gitter fort in Richtung Anode, was eine Erhöhung der Frequenz zur Folge hat. Da jedoch die Gitterspannung auch die Form des durch zwei Gitterwindungen hindurchtretenden Elektronenbandes im elektronenoptischen Sinne beeinflusst, tritt bei Erhöhung der negativen Vorspannung ein Aufspreizen des Elektronenbandes ein. Hierdurch wird jedoch schließlich die Raumladung im Anodenraum vermindert, die anodenseitige Umkehrebene wandert wieder in Richtung auf die Anode zu, so daß sich demzufolge die Frequenz wieder verringert.

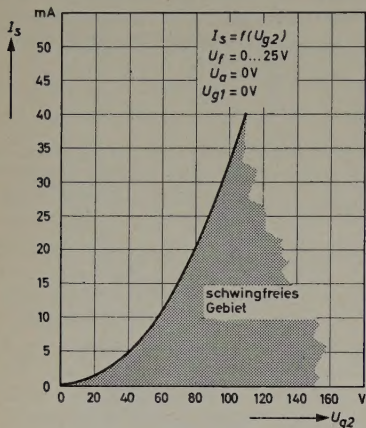


Bild 7. Anschwingstrom I_s einer in Bremsfeldschaltung betriebenen Zeilenablenk-Endröhre in Abhängigkeit von der Beschleunigungsspannung U_{g2}

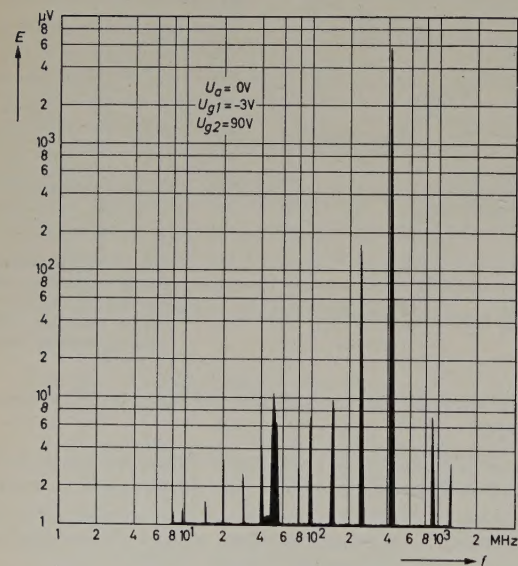


Bild 8. Spektrale Verteilung und Intensität der Frequenzen einer in Bremsfeldschaltung betriebenen Zeilenablenk-Endröhre

Zur Anfachung der B-K-Schwingung ist ein gewisser Mindestkatodenstrom $I_k = I_s$ erforderlich, der, wie Bild 7 zeigt, von der Größe der Schirmgitterspannung U_{g2} abhängt. Die spektrale Verteilung der einzelnen Frequenzen sowie deren Intensität für einen speziellen Betriebsfall mit $U_{g2} = 90$ V, $U_a = 0$ V und $U_{g1} = -3$ V ist im Bild 8 dargestellt.

Außer den durch ihre elektronische Durchstimmbarkeit gekennzeichneten Laufzeitschwingungen treten im Bereich negativer Gitterspannungen im Gebiet unterhalb 100 MHz zahlreiche Einzelschwingungen auf, deren Frequenzumfang sich bis ins Gebiet von 5 MHz erstreckt. Da diese Schwingungen sprunghaft — und nur im Gebiet $U_a > 0$ — auftreten, kann man mit großer Wahrscheinlichkeit an-

nehmen, daß sie an das Vorhandensein einer virtuellen Katode gebunden sind. Wie von Rothe und Kleen in [8] nachgewiesen wurde, führt die rechnerische Behandlung von Stromverteilungsvorgängen beim Auftreten und bei der Auflösung einer virtuellen Katode sowohl bei Änderung des Gesamtstromes als auch bei Änderung einer Spannung zu einer sprunghaften Änderung von Strom- und Potentialverteilung oder auch von beiden. Hierdurch treten Stromsprünge und fallende Kennlinien auf, die, da sie negative Widerstände darstellen, die Anregung von Schwingungen ermöglichen. Von Gill und Tonks wurde dies in [9] und [10] beschrieben.

Abschließend läßt sich folgendes feststellen: Werden Leistungspentoden in Bremsfeldschaltung betrieben, so besteht stets die Möglichkeit zur Anfachung von Bremsfeldschwingungen. Dies ist physikalisch bedingt und läßt sich mit Sicherheit nicht vermeiden, zumal mit Rücksicht auf einen niedrigen Leistungsinnenwiderstand keinerlei Bleche zum Abfangen des rückläufigen Elektronenstromes angeordnet werden können.

Tritt eine virtuelle Katode auf, so ist es möglich, daß auch im Bereich positiver Anodenspannungen, jedoch nur im sogenannten Übernahmehereich der Röhrenkennlinie unterhalb des Teiles der Kennlinie, wo diese in die Pseudosättigung übergeht, Elektronenschwingungen erregt werden können. Gleichzeitig damit können in diesem Bereich auch Schwingungen auftreten, die durch Unstabilitäten der virtuellen Katode bedingt sind. Diese Schwingungen treten jedoch sprunghaft auf und unterscheiden sich von den reinen B-K-Schwingungen dadurch, daß sie sich elektronisch nicht durchstimmen lassen.

Im Bereich positiver Anodenspannungen ist es von der Röhrenseite her möglich gewesen, durch die Anordnung von sogenannten B-K-Bleichen, die in den Anodenraum hineinragen und die Raumladungs- und Potentialverhältnisse ändern, den Einsatzpunkt der Schwingungen in den Bereich unterhalb $U_a = 10$ V zu verlagern.

Auch von der Geräteseite sind entsprechende Vorschläge und Verbesserungen gemacht worden. So bietet die Wahl eines Schirmgittervorwiderstandes geeigneter Größe [11], das Vermeiden von Pendelungen der Restspannung an der Anode der Zeilenablenk-Endröhre ins negative Gebiet hinein sowie die Verlagerung des Arbeitspunktes in den Anodenspannungsbereich oberhalb von 20 V in Verbindung mit einer ausreichenden Verdrosselung der Speiseleitungen [12] die Möglichkeit, das Auftreten von B-K-Störungen in Fernsehgeräten zu vermeiden.

*

Ich möchte an dieser Stelle Herrn Dr. Bauer, Ulm/Donau, für seine Anregungen im Verlauf der umfangreichen Untersuchungen danken.

Schrifttum

- [1] Barkhausen, H., u. Kurz, K.: Die kürzesten mit Vakuumröhren herstellbaren Wellenlängen. Phys. Z. Bd. 21 (1920) Nr. 1, S. 1—6
- [2] • Barkhausen, H.: Elektronenröhren, Teil 3. Leipzig 1930, Hirzel
- [3] Scheibe, A.: Untersuchung über die Erzeugung sehr kleiner Wellen mit Glühkatodenröhren nach Barkhausen und Kurz. Ann. Phys. Bd. 73 (1924) S. 54 bis 88
- [4] • Hollmann, H. E.: Physik und Technik der ultrakurzen Wellen, Bd. I, S. 116. Berlin 1936, Springer
- [5] Gundlach, F. W., u. Kleinstaub, W.: Über den Elektronenmechanismus bei der Bremsfeldröhre. Z. techn. Phys. Bd. 22 (1941) S. 57—65
- [6] • Rothe, H., u. Kleen, W.: Hochvakuum-Elektronenröhren, Bd. I; Physikalische Grundlagen. Frankfurt a. M. 1955, Akad. Verl. Ges.
- [7] Moeller, H. G.: Über die Frequenz der Barkhausen-Schwingungen. Elektr. Nachr. Techn. Bd. 7 (1930) S. 411—419
- [8] Rothe, H., u. Kleen, W.: Stromverteilung. Telefunken-Röhre (1937) Nr. 9, S. 90—114
- [9] Gill, E. W.: A space charge effect. Philos. Mag. Bd. 49 (1925) S. 993—1005
- [10] Tonks, L.: Space charge as a cause of negative resistance in a triode and its bearing of short wave generation. Phys. Rev. Bd. 30 (1927) S. 501—511
- [11] Improvements in television receivers, Teil II. Electr. Appl. Bd. 17 (1957) Nr. 2, S. 42—47
- [12] Bruch, W.: Die Schaltungstechnik eines modernen Fernsehempfängers. Funkschau Bd. 29 (1957) S. 418 u. S. 453—454

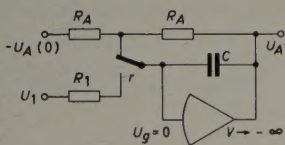
(eingegangen am 21. Febr. 1958)

Einfluß des Nullpunktfehlers und des Gitterstromes von Gleichstromverstärkern bei der Lösung linearer Differentialgleichungen mit konstanten Koeffizienten auf dem elektronischen Analogrechner

DK 681.142 + 621.317.79 + 621.375.024

Lineare Differentialgleichungen mit konstanten Koeffizienten werden auf dem Analogrechner mit Hilfe der linearen Rechenelemente — Integratoren, Summatoren, Vorzeichenumkehrer und Koeffizientengeber — gelöst [1]. Im elektronischen Gleichstromrechner werden die Integration, die Summation und die Vorzeichenumkehrung mit gegengekoppelten Gleichspannungsverstärkern (Operationsverstärkern) durchgeführt. Als Koeffizientengeber dienen Präzisionsspannungsteiler. Im Bild 1 sind die Symbole für diese linearen Operationen, ihre technische Realisierung und die Formeln für den Zusammenhang zwischen Eingangs- und Ausgangsgrößen zusammengestellt. Dabei sind ideale Gleichspannungsverstärker mit unendlich hoher Verstärkung, exakt konstantem Nullpunkt und verschwindendem Eingangsstrom vorausgesetzt.

	Symbol	Schaltung	Formel	Laplace-Transform.
Koeffizientengebe			$U_A = \alpha U_1$ $\alpha \leq 1$	
Vorzeichenumkehr			$U_A = -U_1$	
Summation			$U_A = -\sum_{i=1}^n \alpha_i U_i$ $\alpha_i = \frac{R_0}{R_i}$	
summ. Integration			$U_A = -\sum_{i=1}^n \alpha_i \int U_i dt$ $+ U_A(0) \quad \alpha_i = \frac{1}{R_i C}$	$U_A(p) = -\sum_{i=1}^n \frac{\alpha_i U_i}{p} + U_A(0)$



▲ Bild 1. Die linearen Operationen im Analogrechner

◀ Bild 2. Schaltung zur Eingabe des Anfangswertes

$U_A(0)$ ist der Anfangswert der Ausgangsspannung eines Integrators zur Zeit $t = 0$. Die Eingabe des Anfangswertes geschieht durch Aufladen des Rechenkondensators C vor Beginn der Rechnung, beispielsweise in der Schaltung nach Bild 2. Vor Beginn der Rechnung ist der Relaiskontakt r in der gezeichneten Stellung. Die Ausgangsspannung steigt nach der Funktion

$$U_A(t) = U_A(0) \left(1 - e^{-t/R_A C}\right) \quad (1)$$

auf den Wert $U_A(0)$ an. Da infolge der unendlich hohen Verstärkung die Verstärkereingangsspannung $U_g = 0$ ist, lädt sich der Kondensator C auf $U_A(0)$ auf. Bei Beginn der Rechnung legt r um. Die Integration beginnt jetzt mit dem auf C gespeicherten Anfangswert $U_A(0)$.

Gleichspannungsverstärker sind infolge von Schwankungen der Betriebsspannungen und der Umgebungstemperatur sowie infolge Röhrenalterung stets mit einem Nullpunktfehler behaftet, das heißt,

die Ausgangsspannung ist nicht exakt Null, wenn die Eingangsspannung Null ist. Eine solche Anordnung denkt man sich zweckmäßigerweise ersetzt durch einen ideal nullpunkt-konstanten Verstärker mit einer vorgeschalteten Spannungsquelle u_D , die am Ausgang die gleiche Spannung erzeugt, wie sie beim wirklichen Verstärker durch Nullpunkt-Abwanderung entsteht (Bild 3). u_D soll im folgenden als Null-

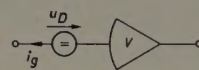


Bild 3. Ersatzbild eines Gleichspannungsverstärkers mit Nullpunktfehler und Gitterstrom

punktfehler bezeichnet werden. Eine weitere Abweichung vom Idealfall bringt der Eingangsstrom des Verstärkers, der auch dann vorhanden ist, wenn man die Eingangsrohre mit genügend hoher Gittervorspannung betreibt. Dann fließt nämlich immer noch der sogenannte negative Gitterstrom [2].

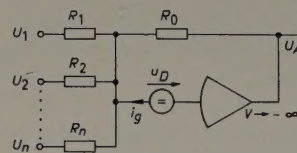


Bild 4. Summator mit Nullpunktfehler und Gitterstrom

Nullpunktfehler und Gitterstrom erzeugen beim Operationsverstärker eine Fehlerspannung am Ausgang. Bild 4 zeigt einen Summierverstärker mit diesen Fehlergrößen. Als Ausgangsspannung erhält man

$$U_A = -\sum_{i=1}^n \alpha_i U_i + u_D \left(1 + \sum_{i=1}^n \alpha_i\right) - i_g R_0 \quad (2)$$

Die Fehlerspannung am Ausgang ist also

$$F_s = u_D \left(1 + \sum_{i=1}^n \alpha_i\right) - i_g R_0 \quad \alpha_i = \frac{R_0}{R_i} \quad (3)$$

Bei der Bildung der Summe Gl. (3) ist dabei nur über die beschalteten Eingänge zu summieren. F_s kann man als zusätzliche Eingangsspannung deuten, die an einen Eingang mit dem Bewertungsfaktor $\alpha = 1$ gelegt wird (Bild 5).

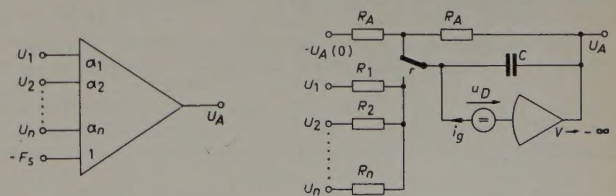


Bild 5 (links). Symbol eines Summators mit Fehler. Bild 6 (rechts). Integrator mit Nullpunktfehler und Gitterstrom

Im Bild 6 ist ein Summierintegrator mit Fehlergrößen dargestellt. Die Schaltung entspricht vor Beginn der Rechnung (gezeichnete Stellung des Relaiskontakts r) einer Summierschaltung. Der Anfangswert

ist demnach um den Betrag $2 u_A - i_g R_A$ falsch, wie aus Gl. (3) folgt. Die Ausgangsspannung nach Umlegen von r ($t = 0$) wird dann

$$U_A(t) = - \sum_1^n k_i \int_0^t U_i dt + U_A(0) + 2 u_D - i_g R_A + t \left(u_D \sum_1^n k_i - \frac{i_g}{C} \right), \tag{4}$$

wenn u_D und i_g als zeitlich konstant angenommen werden. Man erhält also einen Fehler des Anfangswerts

$$F_A = 2 u_D - i_g R_A \tag{5}$$

und einen zeitproportionalen Fehler

$$F_D t = t \left(u_D \sum_1^n k_i - \frac{i_g}{C} \right) \tag{6}$$

$$k_i = \frac{1}{R_i C}$$

Dieser zeitproportionale Fehler soll als „Driftfehler“ bezeichnet werden. Er kann mit der Zeit zu beträchtlichen Werten ansteigen und begrenzt bei einem Integrator die zulässige Integrationszeit. Die von u_D hervorgerufenen Anfangswert- und Driftfehler lassen sich mit Hilfe eines automatischen Korrekturverfahrens, der sogenannten „Chopperstabilisierung“ [3], verschwindend kleinhalten. Ein bei repetierenden Rechnern anwendbares Korrekturverfahren gestattet eine völlige Unterdrückung des von u_D hervorgerufenen Driftfehlers, nicht jedoch des Anfangswertfehlers [4]. F_D kann man wieder als zusätzliche Eingangsgröße des Integrators deuten (Bild 7).

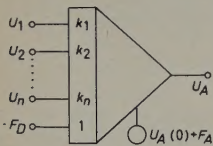


Bild 7. Symbol eines Integrators mit Anfangswert- und Driftfehler

Die bisherigen Betrachtungen bezogen sich auf einen einzelnen Operationsverstärker. Bei der Lösung von Differentialgleichungen werden die Operationsverstärker stets als Teile eines geschlossenen Wirkungskreises betrieben [1]. Es soll im folgenden untersucht werden, wie sich die oben behandelten Fehlergrößen F_s , F_A und F_D in einem geschlossenen Rechenkreis, der nur lineare Recheneinheiten enthält, auswirken. Als Beispiel sei zunächst eine lineare Differentialgleichung 2. Ordnung mit konstanten Koeffizienten behandelt.

$$\ddot{U} + A_1 \dot{U} + A_0 U = S(t) \tag{7}$$

(Anfangswerte $\dot{U}(0)$, $U(0)$). Dies sei bereits die Maschinengleichung, die durch entsprechende lineare Transformationen der Variablen aus der ursprünglichen Gleichung gewonnen wurde [5]. Die Laplace-transformierte der Lösung von Gl. (7) lautet [6]

$$U(p) = \frac{\mathfrak{L} S(t) + \dot{U}(0) p + U(0) (p^2 + A_1 p)}{p^2 + A_1 p + A_0} \tag{8}$$

Die Rechenschaltung für $A_1 > 0$ und $A_0 > 0$ ist im Bild 8 dargestellt. Der Fehler des Umkehrverstärkers wurde zur Unterscheidung von dem des Summators mit F_u bezeichnet. Die Spannung U im Bild 8 gehört bei Vernachlässigung der Fehlergrößen der Gleichung

$$U(p) = \frac{\mathfrak{L} s(t) \cdot k_1 k_2 - U_{A1} k_2 p + U_{A2} (p^2 + k_1 a_1 \alpha_1 p)}{p^2 + k_1 a_1 \alpha_1 p + k_1 k_2 a_0 \alpha_0} \tag{9}$$

Daraus folgt durch Vergleich mit Gl. (8) die Dimensionierung der Rechenschaltung.

$$\begin{aligned} k_1 k_2 s(t) &= S(t) \\ - U_{A1} k_2 &= \dot{U}(0) \\ U_{A2} &= U(0) \\ k_1 a_1 \alpha_1 &= A_1 \\ k_1 k_2 a_0 \alpha_0 &= A_0 \end{aligned} \tag{10}$$

Den Fehler der Lösung U_F erhält man, indem man $U_{A1} = U_{A2} = s$

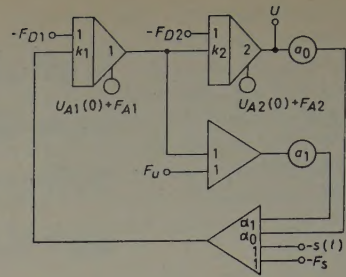


Bild 8. Schaltung zur Lösung von Gl. (7)

= 0 setzt und das System nur unter der Einwirkung der Fehlergrößen F_{A1} usw. betrachtet. Es ergibt sich unter Zuhilfenahme von Gl. (10)

$$U_F = \frac{k_1 k_2 \left(F_s - a_1 \alpha_1 F_u - \frac{F_{D1}}{k_1} + \frac{F_{D2} a_1 \alpha_1}{k_2} \right) + (p^2 + A_1 p) F_{A2} - p k_2 \left(F_{A1} - \frac{F_{D2}}{k_2} \right)}{p^2 + A_1 p + A_0} \tag{11}$$

Das ganze System verhält sich unter dem Einfluß der Fehlergrößen so, als hätte man folgende Anfangswerte und Störgrößen angeschaltet:

$$\begin{aligned} U_{A1}^* &= F_{A1} - \frac{F_{D2}}{k_2} \\ U_{A2}^* &= F_{A2} \\ s^* &= F_s - a_1 \alpha_1 F_u - \frac{F_{D1}}{k_1} + F_{D2} \cdot \frac{a_1 \alpha_1}{k_2} \end{aligned} \tag{12}$$

Dies läßt sich auch folgendermaßen deuten: Die eingegebenen Anfangswerte und die eingegebene Störfunktion werden um die Größen U_{A1}^* , U_{A2}^* und s^* verfälscht. Die Störfunktion wird durch die Fehler des Umkehrers und des Summators sowie durch die Driftfehler sämtlicher Integratoren verfälscht. Der Anfangswert der ersten Ableitung wird durch den Driftfehler des zweiten Integrators und — was ja trivial ist — durch den Anfangswertfehler des ersten Integrators verfälscht. Der Fehler des Anfangswerts von U rührt nur vom zweiten Integrator her.

Diese Überlegungen lassen sich nun ohne weiteres auf eine lineare Differentialgleichung n -ter Ordnung mit konstanten Koeffizienten übertragen. Die Störfunktion wird verfälscht durch die Driftfehler sämtlicher Integratoren, durch die Fehler sämtlicher Umkehrverstärker und des Summators. Der Anfangswert der i -ten Ableitung wird beeinflusst von den beiden Integratoren, die vor und hinter der i -ten Ableitung liegen. Dies sind die Integratoren mit der Nummer $n - i$ und $n - i + 1$, wenn die Zählung der Integratoren in der im Bild 8 angedeuteten Weise erfolgt, also beginnend mit dem Integrator, der als Eingang die höchste Ableitung erhält. Man erhält also

$$|s^*| = F_s - \sum a_k \alpha_k F_{uk} - \sum_1^n \frac{F_{Di}}{k_i} \cdot a_{n-i+1} \alpha_{n-i+1} \cdot (-1)^{i+1} \tag{13}$$

$$(a_n \alpha_n = 1)$$

$$U_{Ai}^* = F_{A(n-i)} - F_{D(n-i+1)} \cdot \frac{1}{k_{n-i+1}}$$

$\sum a_k \alpha_k F_{uk}$ ist dabei über sämtliche Umkehrer zu erstrecken.

Wie sich nun die Verfälschung der Eingabewerte auf das Ergebnis U auswirkt, hängt ganz vom Problem ab und läßt sich am besten experimentell ermitteln, indem man die Eingabewerte um kleine meßbare Größen ändert und die Änderung der Lösung beobachtet. Da es sich um ein lineares Problem handelt, kann man dann den zu erwartenden Fehler leicht abschätzen, wenn man nach Gl. (13) U_{Ai}^* und $|s^*|$ zahlenmäßig berechnet. Dazu verwendet man maximale Werte von u_D und i_g .

Grundsätzlich kann man zwei Arten von Differentialgleichungen unterscheiden, bei denen sich die Fehler in völlig verschiedener Weise auswirken. Bei der ersten Art liegen sämtliche Wurzeln der charakteristischen Gleichung in der linken Halbebene, sie beschreibt also beispielsweise ein stabiles physikalisches System. In diesem Fall ist auch

die Analogrechnerschaltung ein stabiles physikalisches System, und der Fehler muß endlich bleiben. Bei der zweiten Art kommen auch in der rechten Halbebene Wurzeln der charakteristischen Gleichung vor, die instabile Teillösungen liefern. In vielen Problemen sollen diese gegen Unendlich gehenden Lösungen durch entsprechende Anfangswertkombinationen ausgeschlossen werden. Dabei müßten die Anfangswerte exakt stimmen, wenn nicht nach einiger Zeit die instabilen Lösungen überwiegen sollen. Eine Analogrechnerschaltung für eine solche Differentialgleichung ist ein instabiles System und wird daher nur für kleine Werte des Arguments vernünftige Werte liefern können. Für größere Werte geht der Fehler gegen Unendlich. Dieses Problem tritt grundsätzlich bei jeder Rechenmaschine — auch beim Digitalrechner — auf, denn es ist das Problem der Stellengenauigkeit der Eingabewerte, die allerdings beim Digitalrechner bei entsprechendem Aufwand größer ist.

Schrifttum

- [1] Kettel, E.: Übersicht über die Technik der elektronischen Analogrechner. Telefunken-Z. Bd. 30 (1957) Nr. 116, S. 129—135
- [2] • Rothe, H., u. Kleen, W.: Grundlagen und Kennlinien der Elektronenröhren. Leipzig 1948, Akad. Verlagsges. Geest u. Portig
- [3] Goldberg, E. A.: Stabilization of dc amplifiers. RCA Rev. Bd. 11 (1950) S. 296—300
- [4] Kley, A.: Die Fehlerwirkung des Operationsverstärkers im Analogrechner. Telefunken-Z. Bd. 30 (1957) Nr. 116, S. 136—141
- [5] • Korn, G., u. Korn, Th.: Electronic analog computers, 2. Auflage. New York 1956, McGraw Hill
- [6] • Wagner, K. W.: Operatorenrechnung und Laplacesche Transformation, 2. Aufl. Leipzig 1950, J. A. Barth Verlag

(eingegangen am 16. Januar 1958)

K. ZEILINGER

Wirkungsweise und Aufbau von elektromechanischen Analog-Multiplikatoren

DK 681.14

Eine der in der Analog-Rechentechnik immerwiederkehrenden Grundrechenoperationen ist die Multiplikation zweier veränderlicher Größen. Von den verschiedenen für die Lösung dieser Aufgabe verwendbaren Verfahren bietet in vielen Fällen ein elektromechanisches Verfahren Vorteile. Da hierbei Stellmotoren verwendet werden, nennt man die nach diesem Prinzip aufgebauten Geräte auch „Servomultiplikatoren“. An Hand des Grundschaltsschemas (Bild 1) seien die Wirkungsweise und einige wichtige Begriffe eines Servomultiplikators beschrieben.

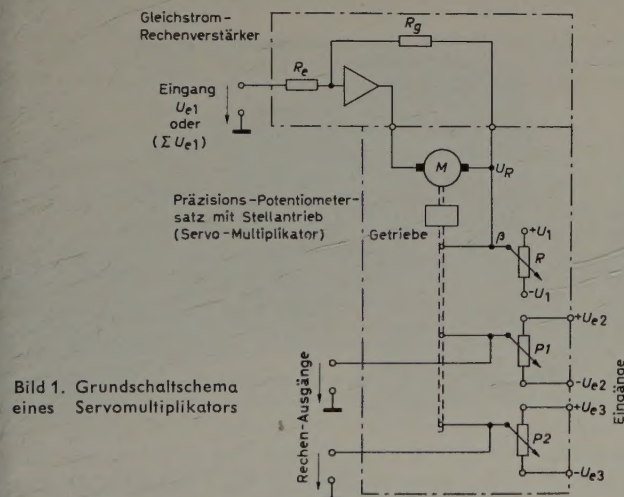


Bild 1. Grundschaltsschema eines Servomultiplikators

Im allgemeinen besteht das Multiplikationsgerät aus zwei verschiedenen Einheiten, dem Rechenverstärker und einem durch einen Stellmotor gesteuerten Satz von Präzisions-Potentiometern.

1. Der Rechenverstärker

Der Rechenverstärker ist meistens ein stark gegengekoppelter Gleichstromverstärker mit hoher Verstärkung und kleiner Ausgangsimpedanz. Bei entsprechender Bemessung von Verstärkung, Eigenzeitkonstante und Impedanzverhältnis R_g/R_e erreicht man, daß

$$U_{av} = - \frac{R_g}{R_e} \cdot U_e \quad (1)$$

wird. In dieser Grundgleichung des Rechenverstärkers bedeuten U_{av} = Ausgangsspannung des Verstärkers, U_e = Eingangsspannung des Verstärkers, R_g = Gegenkopplungsimpedanz und R_e = Ein-

gangs impedanz. Gl. (1) besagt, daß die Ausgangsspannung am Verstärker proportional der Eingangsspannung ist und das umgekehrte Vorzeichen aufweist. Der Koeffizient R_g/R_e ist in weiten Grenzen veränderlich.

Die zulässige gesamte Vorschaltimpedanz und der zulässige Belastungswiderstand gehören mit zu den Kennwerten eines Rechenverstärkers und müssen beachtet werden, um Rechenungenauigkeiten zu vermeiden. Dies ist besonders wichtig, wenn am Eingang des Rechenverstärkers Additionsglieder (ΣU_{e1}) als einer der Faktoren der Multiplikation auftreten. Frequenzgang und Rauschverhältnis sind — wie aus dem folgenden hervorgeht — für die Nachschaltung von Servomultiplikatoren im allgemeinen weniger wichtig, denn die Bedeutung dieser Kennwerte wird durch die entsprechenden Daten der Gruppe „Stellantrieb und Feindraht-Potentiometersatz“ bestimmt.

2. Wirkungsweise des Servomultiplikators

Die einzelnen veränderlichen Faktoren der Rechenoperation werden als proportionale Spannungen eingegeben. Sollen beispielsweise Stellungen oder Drücke miteinander multipliziert werden, so müssen die Werte Weg, Winkel oder Druck erst mit Hilfe von Meßwertwandlern oder Gebern in proportionale elektrische Spannungen verwandelt werden. Vielfach können hierfür Präzisions-Feindrahtpotentiometer verwendet werden.

Sollen die beiden Eingangsspannungen U_{e1} und U_{e2} (Bild 1) miteinander multipliziert werden, so steuert die Spannung U_{e1} über den Rechenverstärker den Stellmotor M , der seinerseits über ein Getriebe den Potentiometersatz $R-P_1-P_2$ antreibt. Der Schleifer des Rückführpotentiometers R , das an der konstanten Referenzspannung U_1 liegt, wird so lange vom Stellmotor M verstellt, bis die vom Schleifer am Potentiometer R abgegriffene Rückführspannung βU_1 gleich U_{e1} ist. Der Stellwinkel β ist also, da $U_1 = \text{const.}$, proportional U_{e1} . An dem auf gleicher Welle sitzenden Rechenpotentiometer P_1 liegt die Gesamtspannung U_{e2} , entsprechend dem zweiten Faktor. Da die Schleiferbewegung des Potentiometers P_1 wegen der mechanischen Kupplung synchron der Schleiferbewegung am Rückführpotentiometer R folgt, wird am Schleifer des Rechenpotentiometers P_1 eine Spannung βU_{e2} abgegriffen. Mit $\beta = \frac{U_{e1}}{U_1}$ ist die Ausgangsspannung U_a am Schleifer des Potentiometers P_1

$$U_a = \frac{U_{e1} \cdot U_{e2}}{U_1} \quad (2)$$

Meistens wird für $U_1 = 100 \text{ V}$ gewählt. Es wird damit

$$U_a = \frac{U_{e1} \cdot U_{e2}}{100}$$

und analog am Abgriff am Potentiometer P_2

$$U_a' = \frac{U_{e1} \cdot U_{e3}}{100}$$

3. Genauigkeit, Frequenzbereich (Rechengeschwindigkeit)

Die Rechengenauigkeit des Servomultiplikators hängt vom Linearitätsfehler der Präzisionspotentiometer R , P_1 und P_2 , vor allem aber von deren elektrischen Gleichlauf-Eigenschaften ab. Der Potential-Gleichlauffehler eines jeden Rechenpotentiometers, in Brücke mit dem Referenzpotentiometer geschaltet, muß über den Meßbereich der Potentiometer möglichst klein sein.

Hochwertige Feindrahtpotentiometer mit linearer Kennlinie haben Linearitätsfehler zwischen 0,1 und 0,2% bei einer Gleichlaufgenauigkeit gleicher Größe, wenn die Potentiometer des Rechensatzes in ihrer Fehlerkennlinie aufeinander abgestimmt sind.

Wichtig ist auch das Auflösungsvermögen der verwendeten Feindrahtpotentiometer. Darunter wird die Anzahl der Windungen je Winkelgrad verstanden. Die Potentialdifferenz zwischen zwei benachbarten Windungen (Windungssprung) ist zusammen mit der Anlaufspannung des Stellmotors und der Verstärkercharakteristik entscheidend für die Ansprechschwelle des Multiplikators.

Das Reibungsmoment des Potentiometersatzes soll möglichst gering sein, um das Anlaufmoment des Stellmotors kleinzuhalten. Die gleiche Forderung gilt für das Getriebe. Für jedes Potentiometer des Rechensatzes kann mit einem Antriebsmoment aus der Ruhe heraus von weniger als 1 cnp gerechnet werden. Für die Rechengeschwindigkeit und die Grenzfrequenz, bei der die Amplituden- und Phasenverzerrung den zulässigen Wert erreicht, ist die Anlaufzeitkonstante des Stellantriebs von entscheidender Bedeutung.

Es ergeben sich also für den Servomultiplikator die nachstehend aufgeführten Forderungen.

Für den Stellmotor:

- sehr geringe Zeitkonstante (Anlaufzeit)
- kleine Anlaufspannung
- gutes Anlaufdrehmoment

Für das Getriebe:

- geringer Reibungsverlust
- möglichst geringes Spiel

Für den Rechensatz (Potentiometersatz):

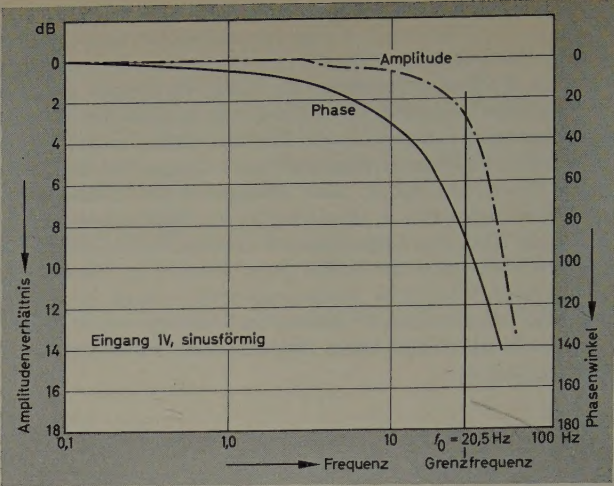
- geringstmöglicher Potential-Gleichlauffehler in bezug auf das Rückführpotentiometer
- gute Linearität
- hohes Auflösungsvermögen
- geringes Antriebsmoment
- kein übermäßiger Störpegel
- Spannungskonstanz der Referenzspannung U_1

Der sogenannte statische Gesamtfehler eines guten Multiplikators liegt zwischen $\pm 0,15$ und $\pm 0,5\%$. Bei dynamischen Rechengängen, also bei höheren Änderungsgeschwindigkeiten der Werte der einzelnen Faktoren der Rechenoperation, macht sich die Trägheit des Servomultiplikators durch Amplituden- und Phasenverzerrungen bemerkbar.

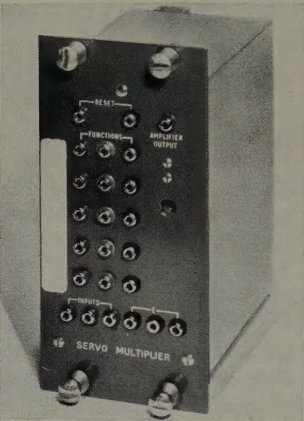
Die Zeitkonstante des Servorechensatzes hängt bei einem bestimmten Stellmotor vom Reibungsmoment des Getriebes und der Potentiometer, schließlich also von der Anzahl der Rechenpotentiometer ab. Man kann für die Zeitkonstante des Stellantriebes 25...30 ms bei Doppelpotentiometern ($R + P_1$) und 50...60 ms bei einem 4fach-Satz ($R + P_1 + P_2 + P_3$) einsetzen.

Der Verwendungsbereich des Servomultiplikators wird durch die Kennlinien „Amplitudenverhältnis/Frequenz“ und „Phasenschleppwinkel/Frequenz“ angegeben.

Bild 2 zeigt das typische Kennfeld eines Servomultiplikators. Zwei verschiedene Ausführungsformen (ohne Rechenverstärker) sind in den Bildern 3 und 4 zu sehen. Der Multiplikator nach Bild 3 (Höhe 20 cm, Breite 10 cm, Tiefe 12,6 cm) kann mit 3...6 Feindrahtpotentiometern einschließlich Rückführpotentiometer ausgerüstet werden. Die Referenzspannung ist ± 100 V (4 mA). Die Potentiometer haben 50 kΩ Nennwiderstand, 0,2° Auflösung, 0,15% Linearitätsfehler und einen



▲ Bild 2. Frequenzgang eines Servomultiplikators



◀ Bild 3. Ausführungsform eines Servomultiplikators für Schalttafeleinbau (Werkfoto Elliott Brothers Ltd., London)

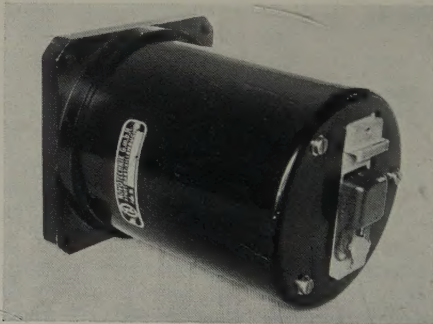


Bild 4. Ausführungsform eines Servomultiplikators im Einbaugehäuse nach Luftfahrtnorm (Werkfoto Novotechnik GmbH, Ruit b. Stuttgart)

Gleichlauffehler $< 2\%$. Für einen Bereich von $\pm 20^\circ$ ist die Einstellzeit einschließlich Verstärker 40 ms bei 6% Überspringen. Der Verstärker wird über eine Steckverbindung aufgeschaltet, die Potentiometeranschlüsse enden an der Frontplatte in Bananensteckerbuchsen. Eingangs- und Rückführschaltung sind eingebaut. Der Multiplikator ist für Schalttafeleinbau entworfen.

Ähnliche Werte gelten für den Multiplikator nach Bild 4, der normal mit zwei Feindrahtpotentiometern beliebigen Widerstandes geliefert wird. Das Einbaugehäuse lehnt sich an die Luftfahrtnormung an. Abschließend sei noch auf die Möglichkeit hingewiesen, für die Rechenpotentiometer P_1 , P_2 usw. auch Funktionspotentiometer zu verwenden, so daß Produkte

$$\frac{U_{e1} \cdot f(U_{e2})}{100}$$

gebildet werden können. Funktionspotentiometer lassen sich in kleinen Abmessungen mit einer Funktionstreue von 0,5% fertigen. Es gibt beispielsweise quadrierende, radizierende und logarithmierende Potentiometer.

(eingegangen am 23. Mai 1958)

W. SCHMIDT

Das Dauerstrichmagnetron Valvo 7091

DK 621.385.16

1. Beschreibung des Magnetrons Valvo 7091

1.1 Allgemeiner Aufbau

Mit der Ausdehnung der industriellen Elektronik in das Mikrowellengebiet wurde es erforderlich, Generatorröhren höherer Leistung für diesen Frequenzbereich zu entwickeln und zu fertigen. Während es für das Kurzwellengebiet bereits seit langem Generatorröhren mit Ausgangsleistungen von 100 kW und mehr gibt, standen bisher im Mikrowellengebiet um 2400 MHz wegen der technologischen und physikalischen Schwierigkeiten industrielle Dauerstrichmagnetrons nur mit Ausgangsleistungen um 1000 W zur Verfügung.

Im Entwicklungslabor der Radoröhrenfabrik der Valvo GmbH wurde ein Dauerstrichmagnetron für den Frequenzbereich um 2400 MHz mit einer Ausgangsleistung von etwa 2500 W entwickelt. Dieses Magnetron ist hauptsächlich für die Verwendung in Mikrowellengeneratoren zur dielektrischen Erwärmung von Nahrungsmitteln und industriellen Produkten vorgesehen. Weil die für diese Anwendungen freigegebenen

Frequenzbereiche nach deutscher und amerikanischer Norm nicht identisch sind und sich nur überlappen (Bild 1), wird dieses Magnetron in zwei Ausführungen geliefert:

Typ 7091 V: für den Frequenzbereich der deutschen Norm,

Typ 7091: für den Frequenzbereich der amerikanischen Norm.

Um eine universelle Anwendung in stationären und beweglichen Mikrowellengeneratoren zu ermöglichen, stehen eine luftgekühlte (Bild 2) und eine wassergekühlte Röhre (Bild 3) zur Verfügung. Das Magnetron ist als „packaged“ und als „unpackaged“ Typ einzusetzen. Die Energie wird über eine koaxiale $1\frac{1}{8}$ "-Leitung mit einem Wellenwiderstand von 50Ω ausgekoppelt.

1.2 Resonator- und Auskopplungssystem

Das Resonatorsystem besteht aus 20 Resonatoren (vane-type), die auf beiden Seiten zur Mode-Separation mit je zwei strap-Ringen mechanisch und elektrisch mit schwachem kapazitivem strap-Grad gekoppelt sind. Die Energie wird aus zwei nebeneinanderliegenden Resonatoren über ein doppeltes Koppelschleifensystem ausgekoppelt, dessen Einzelschleifen im Gegentakt parallel auf den Mittelleiter der koaxialen Auskopplungsleitung arbeiten (Bild 5).

Daß diese Art der Auskopplung gewählt wurde, hat seinen Grund darin: Allgemein wird bei magnetischer Energieauskopplung über eine Koppelschleife der Auskopplungsstrom beim Übergang der Koppelschleife in die koaxiale Leitung durch Superposition einer induktiven magnetischen, einer kapazitiven elektrischen und einer galvanischen Stromkopplung gebildet (Bild 6). Vom Resonator her gesehen, soll die Koppelschleife ersatzbildmäßig eine reelle Belastung mit dem in das Resonatorsystem hineintransformierten Lastwiderstand darstellen.

Bei Magnetrons wird das Verhältnis des Ersatzwiderstandes des Resonatorsystems, bezogen auf die Kopplungsebene, zum Ersatzlastwiderstand der Koppelschleife Kopplungsgrad genannt. Mit steigendem Kopplungsgrad steigen der Kreiswirkungsgrad und damit auch der Gesamtwirkungsgrad des Magnetrons an. Weil das Übertragungsverhältnis einer Koppelschleife weitgehend von dem Verhältnis der von ihr umschlossenen Fläche zur gesamten Querschnittsfläche des magnetischen Energieraumes bestimmt wird und bei Magnetrons im 2400-MHz-Gebiet wegen der hohen Güte des unbelasteten Resonatorsystems (Q_{unloaded}) ein hoher Kopplungsgrad bei noch ausreichender Stabilitätsreserve zugelassen werden kann, muß die von der Koppelschleife umschlossene Fläche verhältnismäßig groß sein. Hier liegt aber eine Grenze in der Stärke der Koppelschleife. Bei höheren Leistungen und Lastreflexionswerten ist die minimale Querschnitts- und

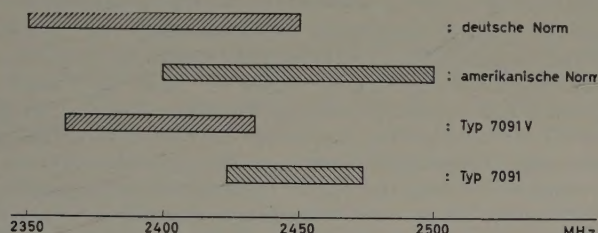


Bild 1. Frequenzbereiche für industrielle Anwendungen nach deutscher und amerikanischer Norm und die Frequenzstreu-bereiche der zugeordneten Magnetrontypen 7091 V und 7091

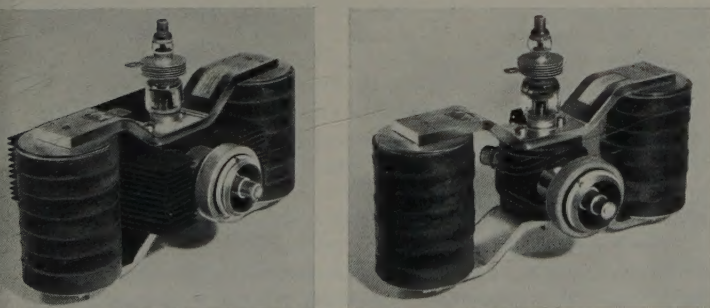


Bild 2 (links oben). Luftgekühlte Ausführung des Magnetrons Valvo 7091. Bild 3 (rechts oben). Wassergekühlte Ausführung des Magnetrons Valvo 7091

Bild 4. Luftgekühlte Ausführung des Magnetrons 7091 mit getrenntem Röhren- und Magnetsystem

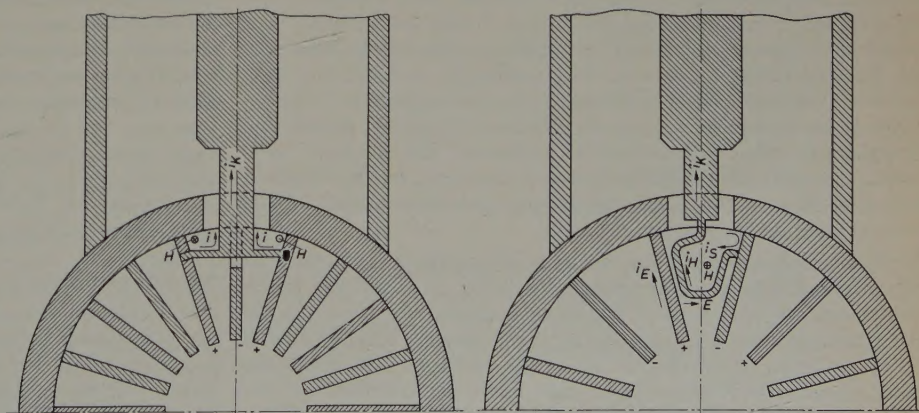
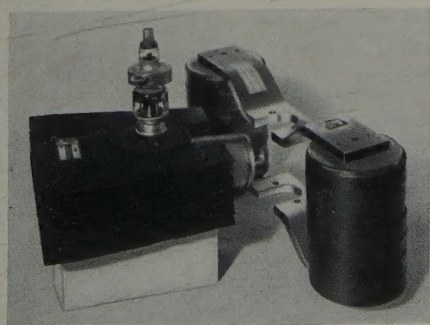


Bild 5 (links). Doppeltes Koppelschleifensystem des Magnetrons Valvo 7091. Bild 6 (rechts). Einfaches Koppelschleifensystem. iK = gesamter Kopplungsstrom, iH = Stromanteil der magnetischen Kopplungskomponente, iE = Stromanteil der elektrischen Kopplungskomponente, iS Stromanteil der galvanischen Stromkopplungskomponente

Oberfläche der Schleife durch die Stromwärmeverluste und die damit erforderliche Wärmeableitung zu den Anschlußstellen hin gegeben. Die Schleife muß also sehr weit aufgebogen werden. Es steigt dann jedoch mit dem Kopplungsgrad die kapazitive Kopplungskomponente schnell an, die zu einer kapazitiven Belastung des Resonatorsystems führt und die aus Stabilitätsgründen unbedingt vermieden werden muß. Außerdem ist dabei die Einstellung der Schleife sehr kritisch. Ist eine Energiereflexion von mehr als 50% zu erwarten, muß im Resonatorsystem wegen der stehenden Welle auf Leitung und Schleife, die mit den Resonatorwänden ersatzbildmäßig in sehr grober Näherung eine Bandleitung darstellt, mit einem hohen Stromdichtewert auf der Schleife gerechnet werden. Er kann ein Mehrfaches des Wertes bei angepaßtem Betrieb sein.

Die doppelte Gegentaktschleife bietet nun die Möglichkeit, auch bei großer Stärke und Wärmeableitung der Schleife jeden Kopplungsgrad einzustellen, wobei die geringe kapazitive Kopplungskomponente vernachlässigt werden kann. Außerdem ist auch bei thermischer Überlastung die mechanische Stabilität der Schleife gewährleistet.

Der Mittelleiter der coaxialen Leitung wird in einer kegelförmigen Keramik-Vakuum-Durchführung mechanisch stabil herausgeführt. Wegen der hohen Leistungsdichte und der Lastreflexionen mit Stehwellenverhältnissen von 5 und höher auf der Leitung ist die Vakuum-Durchführung in Keramik ausgeführt. Diese keramische Durchführung gewährleistet hohe mechanische Festigkeit der Mittelleiter-Durchführung und niedrige dielektrische Verluste. Der Mittelleiter der Anschlußleitung muß einen festen und über die Betriebszeit zuverlässigen Hochfrequenzkontakt mit dem Mittelleiter der Magnetronauskopplung bilden. Ein schlechter Kontakt kann infolge ungenügenden Federdrucks der Kontakthülse oder einseitiger Kontaktgabe bei verspanntem, nicht beweglichem Mittelleiter der Anschlußleitung zu einer spontanen Wärmeentwicklung und Temperaturerhöhung beider Kontaktpartner führen. Das bedeutet dann eine Gefahr für die Vakuumdichtigkeit der Durchführung. Wird die Energie direkt in einen Hohlraum eingekoppelt, so kann die als Antenne wirkende Verlängerungshülse mit dem Magnetronmittelleiter, der mit axialem Innengewinde M 4 versehen ist, verschraubt werden, damit fester Sitz und einwandfreier Hochfrequenzkontakt sichergestellt sind.

Der Außenleiter der Magnetronauskopplung wird entweder mit einer Überwurfmutter oder mit einem Rechteckflansch mit dem Außenleiter der Anschlußleitung verschraubt. Beide Teile werden durch einen Sprengring gehalten. Die Überwurfmutter, die als Zubehör geliefert wird, weist am Außenrand Längsnuten auf und kann mit einem genormten Hakenschlüssel angezogen werden.

1.3 Katodensystem

Bei industriellen Magnetrons mit hohen zulässigen Lastreflexionen ist die Katodenbelastung weniger durch die spezifische Emission der Katodenoberfläche gegeben, als durch die Energiedichte im Anoden-Katoden-Wechselwirkungsraum, bezogen auf die Katodenfläche.

Für den Fall der Lastanpassung beträgt der Energieanteil, den die falschphasigen Elektronen beim Aufprall auf die Katode als Wärmeenergie abgeben, einige Prozent der Eingangsleistung. Bei Lastreflexionen kann dieser Anteil auf 10% und mehr ansteigen. Die rückkehrenden falschphasigen Elektronen bilden jedoch nicht nur wegen der Temperaturerhöhung eine zusätzliche thermische Belastung der Katode, sondern „zertrommeln“ auch beim Aufprall die emittierende Oberfläche. Diese mechanische Belastung führt zu einer Erhöhung des Dampfdruckes an der Katodenoberfläche, indem sich Bestandteile der Oberflächenschicht ablösen. Bei höheren Lastreflexionen kann der Dampfdruck so weit ansteigen, daß die Möglichkeit eines Durchschlages und damit eine wesentliche Gefahr für die Lebensdauer des Magnetrons entsteht.

Oxyd-Schichtkatoden und die bei Radar-Magnetrons häufig verwendeten Nickel-Matrixkatoden können auch bei geometrischer Überdimensionierung des Anoden-Katoden-Wechselwirkungsraumes, die mit einem geringeren elektronischen Wirkungsgrad erkauft werden kann, bei hoher Lastreflexion wegen der mechanischen Belastung durch Elektronen-Rückbombardement nicht die erforderliche Betriebssicherheit und Lebensdauer gewährleisten. An die Stelle der allgemein üblichen Forderung nach einer hohen spezifischen Strombelastung bei geringer Abdampfgeschwindigkeit der emittierenden Substanz tritt für die Katoden industrieller Magnetrons die Forde-

rung nach hoher mechanischer Festigkeit des Oberflächengefüges innerhalb eines weiten Temperatur-Schwankungsbereiches.

Das Katodensystem des Magnetrons Valvo 7091 enthält eine imprägnierte Vorratskatode (L-Katode [1]). Dieser Typ ist für hochbelastete Katoden von Röhren mit ebener Katodenoberfläche wie Mikrowellen-Scheibentrioden, Magnetrons, Klystrons und Wanderfeldröhren entwickelt worden. Er ermöglicht bei Betriebstemperaturen um 1050° C eine Stromentnahme bis zu einigen zehn A/cm² bei hohen Lebensdauerwerten.

Die imprägnierte L-Katode besteht aus einem porösen Wolfram-Sinterkörper, der mit einer emittierenden Substanz getränkt ist, die den Vorrat für die Emissionsschicht auf der Oberfläche des Wolframkörpers bildet. Betriebstemperatur, Porengröße und emittierende Substanz sind so aufeinander abgestimmt, daß sich auf der Katodenoberfläche ein Gleichgewicht zwischen der abgedampften und der aus den inneren Vorratsporen durch thermische Diffusion nachgelieferten Emissionssubstanz einstellt. Dieser Typ erfüllt die Forderungen an die Katode industrieller Magnetrons sehr gut, da die Oberflächenstruktur mechanisch durch den Wolfram-Sinterkörper und hinsichtlich der Emission durch die Emissionsschicht von atomarer Dicke gebildet wird. Auch bei erhöhtem Elektronen-Rückbombardement infolge Lastreflexionen kann der Dampfdruck der Katodenoberfläche so niedriggehalten werden, daß Überschlüge auch bei Temperaturen oberhalb 1200° C nicht auftreten.

Sollte jedoch durch andere Einwirkungen (wie kleine Teilchen usw.) ein Überschlag im Anoden-Katoden-Wechselwirkungsraum ausgelöst werden, so besteht für die Katode wegen der mechanisch festen Struktur des Wolfram-Sinterkörpers auch dann keine Gefahr.

Wegen der geringen spezifischen Strombelastung von weniger als 0,1 A/cm² — hiervon muß noch der Anteil der Sekundäremission der Katodenoberfläche abgerechnet werden — kann die Katode des Magnetrons 7091 mit relativ niedriger Betriebstemperatur um 950° C bis 1000° C betrieben werden. Die Katode hat damit eine ausreichende Reserve gegen Temperaturerhöhungen infolge Lastreflexionen. Bei einem Lastreflexionsfaktor von 0,7, das heißt einer Energiereflexion von etwa 50%, erhöht sich die Katodentemperatur um etwa 50° C und bleibt auch dann mit entsprechend geringer Abdampfgeschwindigkeit der emittierenden Substanz unter der normalen Betriebstemperatur von 1050° C, die im Grenzfall auf 1100° C ansteigen darf.

Den Vorteilen dieser Spezialkatode steht ein aufwendiger Herstellungsgang gegenüber. Aus Wolframpulver bestimmter Korngröße werden Stangen gepreßt und gesintert. Korngröße, Preßdruck, Sinter-temperatur und Sinterzeit müssen so aufeinander abgestimmt sein, daß die Sinterkörper eine definierte Porosität innerhalb enger Toleranzen bei vorgegebener Porengröße und gleichmäßiger Porenverteilung aufweisen. Die Sinterstangen werden mit Kupfer imprägniert, damit eine spanabhebende Bearbeitung möglich ist. Aus den auf Maß abgedrehten Rohabschnitten wird das Kupfer wieder ausgedampft. Die Imprägnierung erfolgt mit einer gesinterten und anschließend gemahlene Emissionssubstanz aus BaCO₃, CaCO₃ und Al₂O₃.

Die Heizwendel ist frei tragend im Katodenträgerrohr aufgebaut; dadurch kann auf Isolation verzichtet werden. Weil zu erwarten ist, daß das Magnetron im Betrieb sehr häufig geschaltet und unter Last die Heizleistung stark reduziert wird, wodurch der Heizer einer starken mechanischen Belastung unterworfen ist, würde eine Isolation der Heizwendel stets Anlaß zu Ausfällen geben. Das Katodenträgerrohr wird bei frei tragendem Heizer nur durch Strahlung geheizt, womit eine längere Anheizzeit verbunden ist. Die Heizwendel ist jedoch so ausgelegt, daß die Endkatodentemperatur beim Anheizen bei 1050° C liegt. Die erforderliche Anschwingtemperatur der Katode wird bereits nach 120 s erreicht. Unter Last wird die Heizleistung soweit reduziert, daß für die den Heizleistungen zugeordneten Anodenstrombereiche die Katodentemperatur zwischen 950° C und 1000° C liegt.

1.4 Magnetsystem

Das Magnetsystem enthält zwei Säulen aus „Ferroxdure-300“-Ringen. Diese keramischen Magnetwerkstoffe haben gegenüber den Stahlmagneten neben dem Nachteil einer stärkeren Temperaturabhängigkeit den für die Anwendung bei Magnetrons wesentlichen Vorteil, daß sie wegen ihres weiten geradlinigen Bereiches der Entmagnetisierungskurve und ihrer hohen Koerzitivkraft stabil und unempfindlich gegen entmagnetisierende Felder sind. Werden Stahlmagnete bis zur maximalen Luftspaltinduktion aufmagnetisiert, so genügen geringe Ände-

rungen des magnetischen Widerstandes, zum Beispiel durch Vorbeiführen von ferromagnetischen Teilen, um die Luftspaltinduktion nicht unwesentlich absinken zu lassen. Bei „packaged“-Magnetrons, bei denen Magnetron und Magnet eine feste Baueinheit bilden, kann der Magnet so ausgelegt werden, daß die erforderliche Luftspaltinduktion im Magnetron etwa gleich der maximal erreichbaren Induktion ist. Der Magnet muß dann entweder nach der Montage mit dem Magnetron magnetisiert werden oder bei vorheriger Magnetisierung, wobei die Pole mit eisernen Kurzschlußbügeln geschlossen sind, so „weich“ auf die Polschuhflächen des Magnetrons bei gleichzeitigem Abziehen des Kurzschlußbügels aufgeschoben werden, daß keine wesentliche, vor allem nicht sprunghafte Änderung des magnetischen Widerstandes auftritt. Bei der „packaged“-Ausführung kann man so mit minimalem Magnetvolumen auskommen, da die auf Passung gearbeiteten eisernen Polschuhe dieser Magnetrons in das System hineinragen und einen minimalen Luftspalt bei gegebenem Resonatorsystem ermöglichen. Bei der „unpackaged“-Ausführung sind Magnetronsystem und Magnetron so ausgelegt, daß das Magnetron in den nun zum Gerät gehörenden Magneten eingesetzt werden kann. Da nach mehrmaligem Ein- und Ausbauen eines Magnetrons der Magnet nicht wesentlich abgeschwächt werden darf, haben die „unpackaged“-Ausführungen keine eisernen Polschuhe, so daß die volle Betriebsinduktion des Anoden-Katoden-Wechselwirkungsraumes nun über den gesamten Polabstand des Magneten erreicht werden muß, der etwa doppelt so groß wie der Polabstand eines entsprechenden „packaged“-Magnetrons ist. Das erforderliche Magnetvolumen ist bei „unpackaged“-Magnetrons mit Stahlmagneten also wesentlich größer als bei gleicher „packaged“-Ausführung; jedoch braucht beim Auswechseln des Magnetrons das Magnetsystem nicht mit ersetzt zu werden, wodurch die Austauschmagnetrons billiger sind. Dafür erhöhen sich die Gerätekosten für das Magnetsystem bei der Erstbestückung um einen Betrag, der etwa das Doppelte des Preises eines „packaged“-Magneten ist.

Bei der Verwendung von keramischen Magnetwerkstoffen ergeben sich völlig andere Verhältnisse. Wegen der hohen magnetischen Stabilität ist es möglich, zu einer Konstruktion zu kommen, die sowohl die Vorteile der „packaged“- als auch die der „unpackaged“-Anordnung bietet. Das Magnetsystem kann nun als „unpackaged“-System als getrennte Baueinheit ausgelegt werden, während das Magnetron eisernen Polschuhe und eine minimale Luftspaltlänge haben kann. Der Einbau des Magnetrons in das Magnetsystem erfordert keine Justierarbeiten, um die Katodenachse auf das Magnetfeld auszurichten, wie beim „unpackaged“-Stahlmagneten. Das Magnetsystem des Magnetrons 7091 ist so stabil, daß auch das schnelle Abziehen von angelegten Eisenteilen keinen merkbaren Einfluß auf die Luftspaltinduktion hat.

Um den Temperatureinfluß auf die Luftspaltinduktion möglichst geringzuhalten, werden die Magnetsäulen über Jochbügel mit dem Magnetron verbunden, so daß sie den absoluten Temperaturschwankungen des Magnetrons nur etwa zu 10...20% folgen. Die Zeitkonstante der Temperaturanstiegskurve ist dann größer als $\frac{1}{2}$ Stunde. Werden die Magnetsäulen durch äußere Wärmequellen zusätzlich erwärmt, so steigen bei Verwendung nicht stabilisierter Stromversorgungsgeräte wegen der Erniedrigung der Luftspaltinduktion die Eingangs- und Ausgangsleistung an, wobei die prozentuale Steigerung durch den Innenwiderstand des Stromversorgungsgerätes mit bestimmt wird. Für diesen Fall ist mit einer Leistungsänderung von etwa 0,4%/°C Magnet-Temperaturänderung bei einem dynamischen Innenwiderstand des Stromversorgungsgerätes von etwa 500 Ω zu rechnen.

Werden bei automatisierten Anlagen vor allem über längere Betriebszeiten konstante Betriebswerte verlangt, so ist wegen der extrem geringen dynamischen Innenwiderstände von Magnetrons stets eine Stromstabilisierung des Stromversorgungsgerätes erforderlich, um den Einfluß von Netzspannungsschwankungen auf die Betriebswerte ausreichend kleinzuhalten. Damit ist dann gleichzeitig eine Stabilisierung gegen Magnet-Temperaturschwankungen gegeben.

Bei Geräten mit kürzeren Betriebszeiten kann auf eine Stabilisierung verzichtet werden, wenn eine Leistungseinstellung von Hand vorgehen ist. Der Einfluß von Magnet-Temperaturschwankungen auf die Betriebswerte ist bei derartigen Geräten mit unterschiedlicher Beschickung des Mikrowellen-Arbeitsraumes geringer als der Einfluß der infolge unterschiedlicher Beschickung hervorgerufenen Lastreflexionen und kurzzeitiger Netzspannungsschwankungen.

Bei der wassergekühlten Ausführung ist die Anodentemperatur so niedrig, daß mit einer wesentlichen Magnet-Temperaturschwankung gar nicht zu rechnen ist. Soll bei der luftgekühlten Ausführung der Einfluß der Temperaturschwankung des Magnetrons für den Betrieb mit nicht stabilisierten Stromversorgungsgeräten völlig eliminiert werden, so ist dies durch Kühlung mit einem schwachen Luftstrom aus beidseitigen Nebenkanälen des Kühlgebläsetrichters zu erreichen. Die Tab. I gibt einen Vergleich beider Magnetwerkstoffe für die Anwendung als Magnetron-Magnet.

Tab. I. Vergleich der Eigenschaften von Metall- und Keramikmagneten bei Verwendung als Magnetron-Magnet

	Metall-Magnete	Keramik-Magnete
Magnetische Stabilität gegen entmagnetisierende Einflüsse	gering —	groß +
Temperaturabhängigkeit	gering +	groß —
Magnetvolumen bei „packaged“-Version	gering +	gering +
Magnetvolumen bei „unpackaged“-Version	groß —	gering +
Montage-Aufwand bei „unpackaged“-Version	größer —	gering +
Gütezahl (BH) max. Produkt	groß +	geringer —

1.5 Kühlsystem

Die luftgekühlte Ausführung hat ein in Strömungsrichtung sich verjüngendes Kühlblechpaket mit einem Lufteintritts-Querschnitt von 163 \times 60 mm. Der austretende Luftstrom wird so mit erhöhter Strömungsgeschwindigkeit gegen den Auskopplungshohlleiter und den Anschlußflansch geleitet, um auch diese Bauteile in den Luftkühlkreis einzubeziehen.

Die Breite des Kühlblechpaketes ist eine Kompromißlösung für die Forderungen nach möglichst großer Oberfläche des Kühlblechverbandes und möglichst geringem Abstand der Magnetsäulen. Das Diagramm im Bild 7 zeigt den Verlauf des Druckabfalles am Kühler und

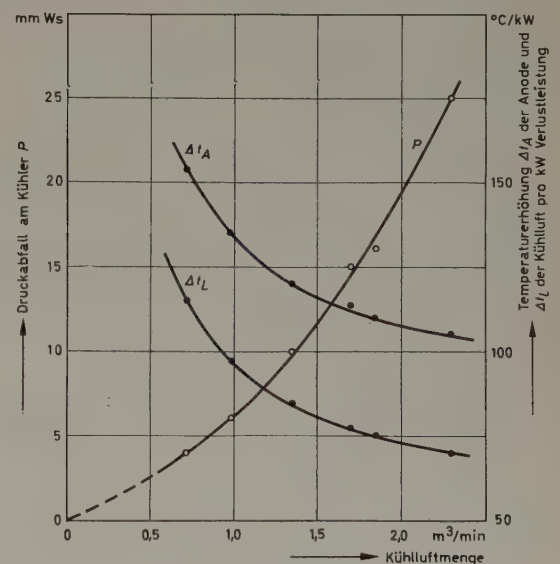


Bild 7. Luftkühlungsdaten

die Temperaturerhöhung der Anode und der Kühlluft, bezogen auf 1 kW Verlustleistung. Die Betriebsdaten des Kühlpaketes für eine Verlustleistung von etwa 1,5 kW sind

- maximale Übertemperatur an der Auskopplungsseite der Anode 100° C
- erforderlicher Druck der Kühlluft vor dem Eintritt 15 mm WS
- Luftmenge je Minute 1,7 m³/min

Diese Werte lassen sich mit neueren Radialgebläsen geräuscharm bei

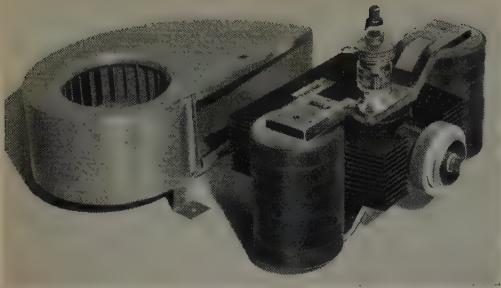


Bild 8. Kühlaggregat für die luftgekühlte Ausführung

einer Wellenleistung von etwa 7 Watt erreichen. Im Bild 8 ist als Beispiel ein Kühlaggregat mit einem Außenläufermotor-Gebläse gezeigt¹⁾.

Bei der wassergekühlten Ausführung ist für eine Kühlwassertemperatur unter 30° C eine Durchflußmenge von etwa 0,5 Liter/min erforderlich. Bei Lastanpassung ergibt sich dann eine Temperaturerhöhung des Kühlwassers um etwa 40° C. Wird der Kühlkreis des Umlaufkühlers mit einer Umlaufpumpe und einem großflächigen Radiator ausgebildet, so ergeben sich bei den eventuell höheren Kühlwassertemperaturen höhere Durchflußmengen, die dem Diagramm Bild 9 zu entnehmen sind.

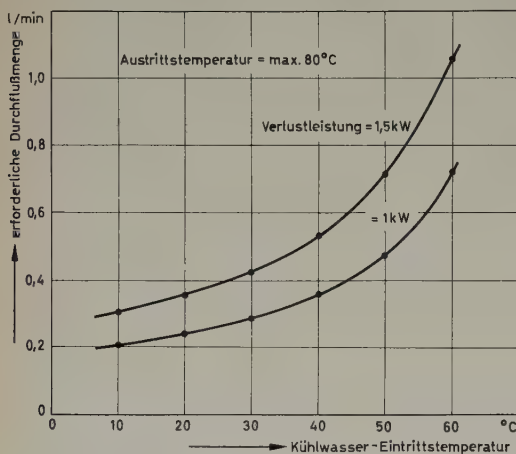


Bild 9. Kühlwasserbedarf der wassergekühlten Ausführung

Um die Magnetrons bei Ausfall der Kühlung zu schützen, ist eine Montagemöglichkeit für einen Thermo-Schalter mit Ruhekontakt (z. B. von der Firma *Kontaktwerk Enzberg*, Württ.) vorgesehen, der für die luftgekühlte Ausführung bei etwa 150° C und für die wassergekühlte Ausführung bei etwa 100° C schalten soll.

2. Betriebsdaten und Diagramme

2.1 Allgemeine Daten

Ausführung	„packaged“ u. „unpackaged“
Magnetsystem	keramischer Ferroxdure-Magnet, 5,6 kg
Auskopplung	koaxial 1 5/8", 50 Ω
Kühlung	Druckluft oder Wasser
Gewicht: luftgekühlt, ohne Magnet ..	4,2 kg
wassergekühlt, ohne Magnet	1,6 kg
maximale Anodentemperatur bei Lastanpassung	125° C
maximale Katodenradiatortemperatur beim Anheizen	180° C
Frequenzzieh wert (pulling figure) ...	7 MHz für VSWR = 2
Stromverstim mungsmaß (pushing figure)	4 MHz/A
Anheizzeit der Katode	120 s

¹⁾ Mit freundlicher Genehmigung der Firma *Ziehl-Abegg*, Künzelsau/Württ.

2.2 Zuordnung von Betriebsdaten und Betriebsart

Für normale Sende- und Hochfrequenzgeneratorröhren sind die verschiedenen Betriebsschaltungen bekannt und beispielsweise als A-, B- oder C-Betrieb definiert. Für jede Betriebsart werden die Betriebswerte getrennt angegeben, um jeweils ein optimales Arbeiten der Röhre zu erreichen. Die wichtigsten Daten bei industriellen Generatorröhren sind neben Anodenspannung, Anodenstrom und Ausgangsleistung die Anoden- und Gitterverlustleistungen, die für jede Betriebsschaltung und die zu erwartenden Belastungsschwankungen die Grenze für die Anwendung bestimmen. Die Angabe der Ausgangsleistung wäre für den Anwender für den Einsatz und die Beurteilung einer Röhre unzureichend, wenn nicht auch die Grenzverlustleistungen von Gitter und Anode bekannt sind.

Bei industriellen Magnetrons sind es ebenfalls mehrere Daten, die in ihrer Zuordnung die Einsatzmöglichkeit unter den verschiedenen Betriebsbedingungen erkennen lassen:

- Ausgangsleistung
- maximale Lastreflexion
- maximaler Anodenstromscheitelwert
- Gesamtwirkungsgrad

In den Generator diagrammen der Bilder 12 und 14 sind die Lastreflexionsgrenzen für die betreffende Betriebsart angegeben. Für den Phasenbereich des Lastreflexionsfaktors

$$315^\circ < \varphi_R < 125^\circ$$

ist die Grenze durch die thermische und mechanische Stabilität der Katode bestimmt, während im Phasenbereich

$$220^\circ < \varphi_R < 240^\circ$$

das elektronisch instabile Gebiet liegt, das im amerikanischen Sprachgebrauch das „sink“-Gebiet genannt wird. Während auf der Seite der thermischen Stabilitätsgrenze kurzzeitig auch ein Betrieb außerhalb der Grenzkurve möglich ist und nur bei längeren Betriebszeiten zu einer Erniedrigung der Lebensdauer des Magnetrons führen kann, bedeutet allgemein ein Arbeiten des Magnetrons im „sink“-Gebiet auch bei kürzeren Betriebszeiten eine unmittelbare Gefahr für das Magnetron.

Der Abstand dieses für das Magnetron gefährlichen Gebietes ist u. a. abhängig vom Anodenstromscheitelwert und vom Kopplungsgrad des Magnetron-Auskopplungstransformators, der die Lastgüte (Q_{external}) im Resonatorsystem mit bestimmt [2]. Während der Anodenstromscheitelwert für die möglichen Betriebsarten — wie Gleichrichtung mit oder ohne Siebung und Wechselspannungsbetrieb — bestimmend ist, hängen der Kreiswirkungsgrad des Resonatorsystems und damit der Gesamtwirkungsgrad des Magnetrons vom Kopplungsgrad ab. Das Kurvensystem im Generator diagramm für konstante Ausgangsleistungs- und Wirkungsgradwerte einschließlich der Grenzkurve des „sink“-Gebietes kann also über den Kopplungsgrad des Magnetrons längs der Frequenzkurve $\Delta f = 0$ so verschoben werden, daß sich das „sink“-Gebiet vom Lastanpassungspunkt für $s = 1$ entfernt. Dabei stellt sich aber im Lastanpassungspunkt ein Arbeitspunkt mit niedrigerem Wirkungsgrad ein. Wird das Kurvensystem in die entgegengesetzte Phasenrichtung verschoben, nähert sich das „sink“-Gebiet dem Lastanpassungspunkt, so daß sich die Reflexionsstabilitätsreserve für das Magnetron verringert, während der Wirkungsgrad für den Betrieb bei Lastanpassung ansteigt. Dieses „Eintauschen“ von Reflexionsreserve gegen Ausgangsleistung und Wirkungsgrad kann auch nachträglich durch die Dimensionierung der Ankopplung des Ausgangshohlleiters des Magnetrons an die Anschlußleitung oder Last durchgeführt werden, da der Gesamttransformationsgrad aus dem Auskopplungstransformator des Magnetrons und eventuellen Transformationsgliedern in der Anschlußleitung außerhalb des Magnetrons gebildet wird. Bei Lastanpassung kann also der Arbeitspunkt des Magnetrons im Generator diagramm durch Transformationsglieder in der Verbindungsleitung zwischen Magnetron und Last so verschoben werden, daß wieder Wirkungsgrad- und Leistungserhöhung beziehungsweise -erniedrigung gegen die Stabilitätsreserve „eingetauscht“ werden können. Von dieser Möglichkeit wird beim 2500-W-Betrieb Gebrauch gemacht oder auch allgemein dann, wenn der zur Verfügung stehende Lastreflexionsbereich des Magnetrons nicht ausgenutzt werden kann.

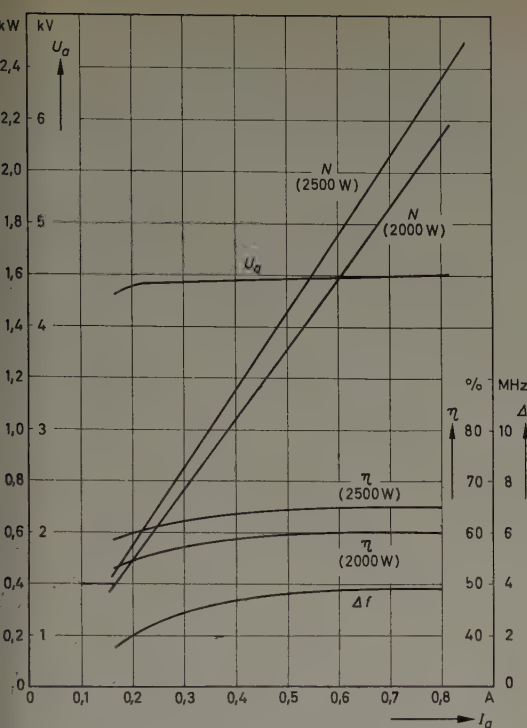


Bild 10. Arbeitskennlinienfeld der „packaged“-Ausführung für 2500- und 2000-W-Betrieb

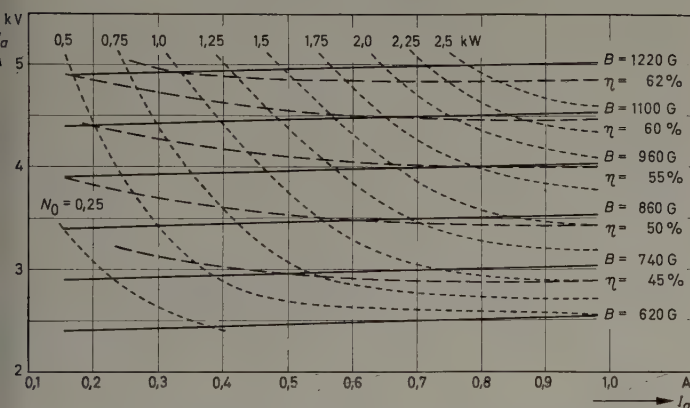


Bild 11. Arbeitsdiagramm der „unpackaged“-Ausführung für 2000-W-Betrieb. Beim 2500-W-Betrieb liegen die Leistungswerte und Wirkungsgradwerte etwa 10% höher. Magnetische Induktion, bezogen auf die Luftspaltdimensionen Länge 27 mm, Durchmesser 26 mm

2.3 Daten für den 2000-W-Betrieb

Diese Betriebsart ist aus der technischen und kommerziellen Überlegung entstanden, ein Magnetron für Mikrowellen-Generatoren bei möglichst geringem Aufwand für eine Ausgangsleistung zu schaffen, die einen einphasigen Netzanschluß bei Verwendung der Gleichrichterröhren des Typs DCG 4/1000 noch zuläßt. Der zulässige Lastreflexionsbereich soll auch bei fehlender Siebung der gleichgerichteten Spannung, also bei relativ hohen Anodenstromscheitelwerten, noch einen universellen Einsatz gewährleisten.

Das Diagramm im Bild 10 zeigt das Arbeitskennlinienfeld, wie es für die „packaged“-Ausführung gilt. Für die „unpackaged“-Ausführung, die die Möglichkeit verschiedener magnetischer Betriebsinduktionswerte enthält, sind im Bild 11 die Betriebswerte in einer Kurvenschar mit der Betriebsinduktion als Parameter dargestellt. Das Generatordiagramm im Bild 12 zeigt den Einfluß der Lastreflexionen auf die Betriebswerte und die Stabilität. Alle Diagramme gelten für Betrieb mit Zweiphasen-Vollweggleichrichter ohne Siebung und einen dynamischen Innenwiderstand des Stromversorgungsgerätes von etwa 500 Ω. Werden andere Schaltungen für das Stromversorgungsgerät verwendet, so läßt sich dem Diagramm im Bild 13 der jeweilige Abstand des „sink“-Gebietes vom Lastanpassungspunkt in Abhängigkeit vom Anodenstromscheitelwert entnehmen.

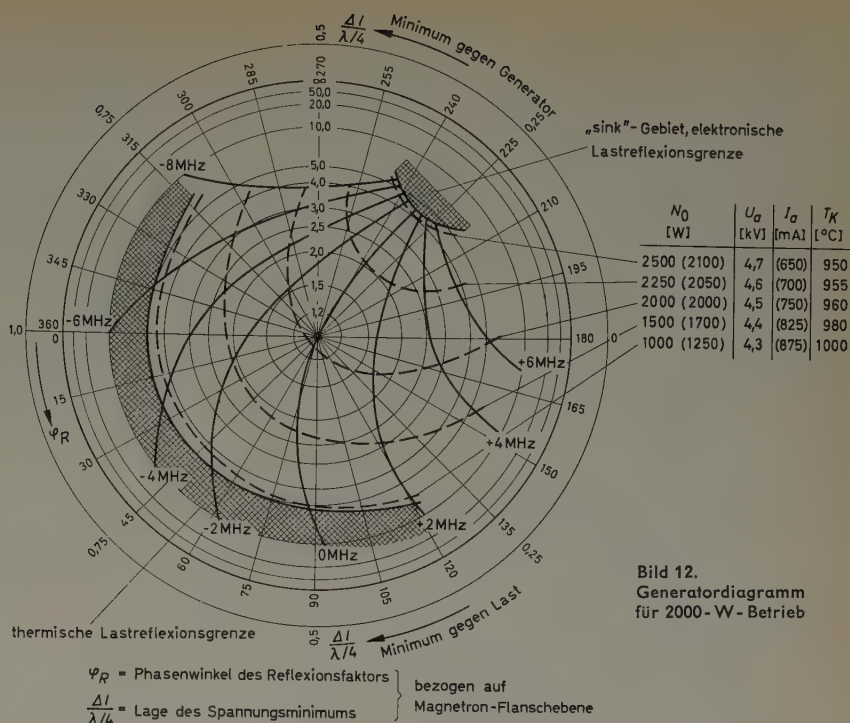
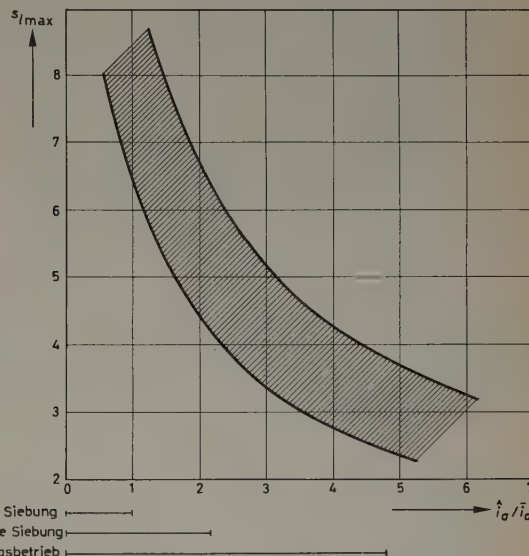


Bild 12. Generatordiagramm für 2000-W-Betrieb



Gleichrichter mit Siebung
Gleichrichter ohne Siebung
Wechselspannungsbetrieb

Bild 13. Maximaler Lastreflexionsbereich (Abstand des „sink“-Gebietes vom Lastanpassungspunkt) in Abhängigkeit vom Anodenstromscheitelwert beim 2000-W-Betrieb, bezogen auf den zeitlichen Mittelwert von 750 mA

Aus diesen Diagrammen ergeben sich folgende Betriebsdaten (Grenzdaten in Klammern):

s_{lmax}	für $220^\circ < \varphi_R < 240^\circ$: ~ 3 (4)
s_{lmax}	für $315^\circ < \varphi_R < 125^\circ$: ~ 3 (5)
U_a	4,5 kV
$I_{a\text{mittel}}$	0,75 A (0,8 A)
$I_{a\text{spitze}}$	2,0 A (2,1 A)
N_0	2000 W (2200 W)
η	60%
Katodenstromdichte	0,1 A/cm ²
Energiedichte, bezogen auf die Katodenfläche	0,45 kW/cm ²
Energiedichte, bezogen auf den Wechselwirkungsraum	1,0 kW/cm ³

2.4 Daten für 2500-W-Betrieb

Diese Betriebsart kommt dann in Frage, wenn die Lastreflexion im Phasenbereich des „sink“-Gebietes so unter Kontrolle gehalten werden kann, daß ein $s_{l\max}$ -Wert von 2,5 mit Sicherheit nicht im Phasengebiet für $220^\circ < \varphi_R < 240^\circ$ überschritten wird, beispielsweise durch Grundbelastung der Arbeitsräume oder zwangsangepasster Arbeitssysteme mit Abschlußwiderständen. Unter diesen Bedingungen ist der 2500-W-Betrieb dann gegeben, wenn durch die definierten Reflexionen der Anschlußleitung mit einem s_R -Wert von etwa 1,5 der Arbeitspunkt im Generatordiagramm so verschoben wird, daß gegenüber dem 2000-W-Betrieb nach Abschnitt 2.3 bei gleicher Eingangsleistung jetzt eine Ausgangsleistung von 2200 W mit einem Wirkungsgrad von etwa 65% erreicht wird. Der mittlere Anodenstrom kann auf 0,85 A erhöht werden. Das entspricht einer Ausgangsleistung von 2500 W bei einer Eingangsleistung von 4000 W.

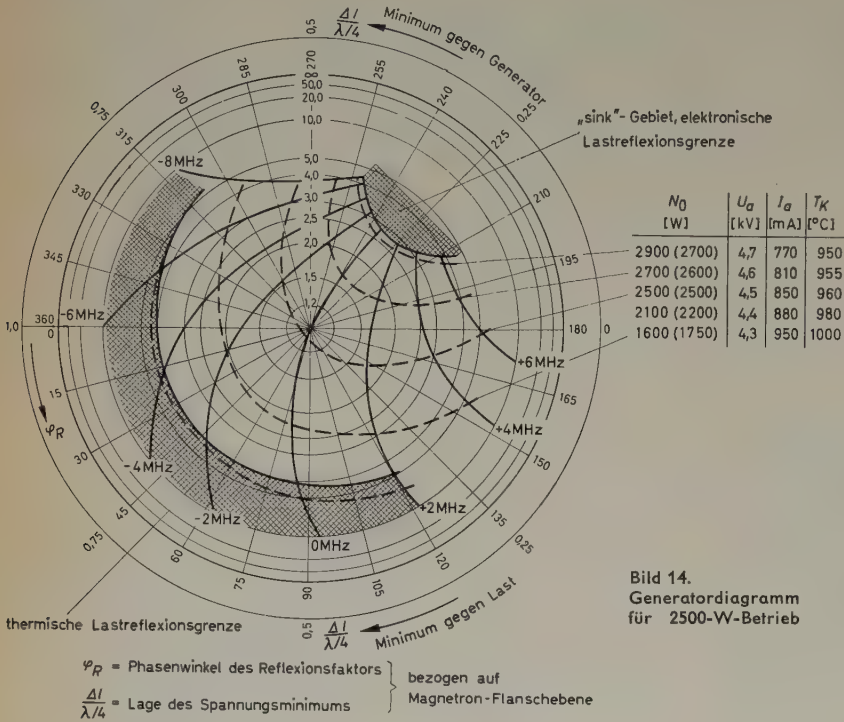


Bild 14.
Generatordiagramm
für 2500-W-Betrieb

Für diese Eingangsleistung kommt ein Dreiphasen-Stromversorgungsgerät in Frage, da jetzt der Einsatz von Gleichrichter- röhren des Typs DCG 4/1000 leistungsmäßig nicht mehr möglich ist. Außerdem ist unter Berücksichtigung der Stromaufnahme der Heizkreise, der Lüfter- und sonstiger Hilfsaggregate für die gesamte Anlage mit einer Leistungsaufnahme von etwa 4,5 bis 5 kVA zu rechnen.

Die Arbeitskennlinien der „packaged“-Ausführung sind im Bild 10 dargestellt. Für das Arbeitsdiagramm gelten die gleichen Kurven wie für die 2000-W-Einstellung, wobei die Leistungs- und die Wirkungs- gradwerte etwa 10% höher liegen.

Das Generatordiagramm im Bild 14 läßt im Vergleich zu Bild 13 den Einfluß der festen Leistungsreflexion auf den Abstand des „sink“- Gebietes bei gleichzeitiger Wirkungsgraderhöhung erkennen.

Aus den Diagrammen ergeben sich folgende Betriebsdaten (Grenzdaten in Klammern):

$s_{l\max}$	für $220^\circ < \varphi_R < 240^\circ$: ~ 2,5 (2,5)
$s_{l\max}$	für $315^\circ < \varphi_R < 125^\circ$: ~ (4)
U_a	4,5 kV
$I_{a\text{mittel}}$	0,85 A (0,9 A)
$I_{a\text{spitze}}$	2,0 A (2,1 A)
N_0	2500 W (2800 W)
η	65%
Katodenstromdichte	0,11 A/cm ²
Energiedichte, bezo- gen auf die Katodenfläche	0,53 kW/cm ²
Energiedichte, bezo- gen auf den Wechsel- wirkungsraum	1,2 kW/cm ³
Anschlußleitung mit Reflexion	$s_R \sim 1,5^\circ$ und $s_R \sim 235^\circ$

Schrifttum

- [1] Levi, R.: Approved impregnated cathode. J. appl. Phys. Bd. 21 (1955) S. 639
- [2] Schmidt, W.: Güte-Kaltmeßverfahren für Magnetrons. Elektron. Rdsch. Bd. 11 (1957) S. 235-241

(eingegangen am 11. Juli 1958)

PERSÖNLICHES



HANS RUKOP †

Im 76. Lebensjahr starb am 3. August 1958 plötzlich und unerwartet Professor Dr. phil. Dr.-Ing. E.h. Hans Rukop, einer jener Pioniere der Hochfrequenztechnik, deren Name auf ewig mit der Geschichte und der Entwicklung der drahtlosen Telegrafie und Telefonie verbunden ist.

Nach dem Studium in Breslau und Greifswald promovierte Rukop bei G. Mie. Er war Assistent in Danzig bei J. Zenneck, dem er als Privat- assistent nach München folgte, als Zenneck dorthin berufen wurde. Sein Lebensweg kreuzte sich am 1. Februar 1914 zum ersten Male mit Telefunken, als er die Leitung des Schwachstrom-Laboratoriums in Berlin übernahm. Seinem genialen Weitblick ist der Übergang von der gasgefüllten Lieben-

Röhre zur Hochvakuumröhre wesentlich mit zu verdanken. Zu derselben Zeit entstanden unter seiner Leitung die ersten wassergekühlten Telefunken- Senderröhren. Ebenso erhielt die Entwicklung der Empfängerröhren durch Rukops grundlegende Untersuchungen über die Mehrgitterröhre starke Impulse, die sich im Grunde noch heute in den modernen Tetroden und Pentoden widerspiegeln.

Neben aller wissenschaftlichen und technischen Arbeit war Hans Rukop die Ausbildung des wissenschaftlichen Nachwuchses stets ein besonderes Herzensbedürfnis. Das 1925 von Zenneck gemeinsam mit ihm herausge- gebene „Lehrbuch der Drahtlosen Telegraphie“ war für viele heute an maßgebender Stelle der Forschung und Entwicklung stehende Wissen- schaftler und Ingenieure der Quell, aus dem sie ihr Wissen schöpften. Die Berufung auf den Lehrstuhl für Technische Physik der Universität Köln bot ihm die Möglichkeit, sich der Förderung des Nachwuchses besonders zu widmen. Im Jahre 1933 kehrte Rukop zu Telefunken zurück, und als Vorstandsmitglied unterstanden ihm jetzt alle Laboratorien und die Röhrenentwicklung.

Das Ende des zweiten Weltkrieges schien auch für ihn das Ende seiner Lebensarbeit zu bedeuten. Aber mit der ihm eigenen Initiative und Energie half er an entscheidender Stelle mit, Telefunken — ein Teil seines Lebens- inhaltes — wie den Phönix aus der Asche wiedererstehen zu lassen. Und auch nachdem er 1950 in den wohlverdienten Ruhestand getreten war, galten sein Wirken und Denken immer noch seiner alten Firma.

In tiefer Trauer verneigen sich Wissenschaftler und Ingenieure in aller Welt vor Hans Rukop. Viele seiner Schüler gedenken des verehrten Lehrers, viele seiner Mitarbeiter des gütigen und ihre Arbeiten stets förder- nden Vorgesetzten, alle aber gedenken seiner als des Pioniers der Hoch- frequenztechnik und der Röhrentechnik, deren hoher technischer Ent- wicklungsstand und deren Leistungen und Erfolge mit dem Namen Rukop stets auf das engste verbunden bleiben werden.

—th

Die Parallelarbeit von Gleichrichtern mit Anodendrosseln

DK 621.314.65

Die Gleichrichtung großer Gleichströme durch Quecksilberdampf-Gleichrichter erfordert in vielen Fällen wegen der begrenzten Strombelastbarkeit der Anoden die Parallelschaltung mehrerer Anoden eines oder mehrerer Gefäße. Infolge der fallenden Lichtbogencharakteristik dürfen die Anoden aber nicht ohne Hilfsmittel parallelgeschaltet werden, da keine gleichmäßige Stromaufteilung stattfinden würde.

Am häufigsten verwendet man Drosseln, die in die Anodenleitung geschaltet werden und durch eine stabilisierende Spannung eine gleichmäßige Stromaufteilung erzwingen. Derartige Drosseln können als unverkettete Anodendrosseln (Spannungsabfalldrosseln) oder als verkettete Anodendrosseln (Stromteiler) ausgeführt werden.

1. Parallelschaltung von Gleichrichtern

Die Anoden von Quecksilberdampf-Gleichrichtern sind einer Kühlung nur schwer zugänglich, die Wärmeabführung ist daher schwierig. Da andererseits die zulässige Erwärmung der Anoden mit Rücksicht auf Gasabgabe und Elektronenemission bestimmte Werte nicht überschreiten darf, folgt, daß die Strombelastbarkeit der Anoden begrenzt ist. Für hohe Gleichströme wird daher die Parallelschaltung mehrerer Anoden oder mehrerer Gleichrichtergefäße erforderlich.

Aus mehreren Gründen ist die gleichmäßige Stromaufteilung auf mehrere parallelarbeitende Anoden, wenn keine besonderen Hilfsmittel eingesetzt werden, in Frage gestellt. Die in einem gewissen Bereich fallende Lichtbogenkennlinie des Stromrichters bewirkt, daß diejenige Anode, die bei einer zufälligen ungleichen Strombelastung den größeren Strom aufnimmt, den kleineren Spannungsabfall aufweist und damit die gesamte Strombelastung übernimmt. Außerdem sind stets unvermeidbare Differenzen zwischen den Brennspannungen und den Gitter- sowie Anodenzündspannungen vorhanden. Ungleiche Brennspannungen können je nach der Größe der Abweichungen zu mehr oder weniger unterschiedlicher Belastungsaufnahme führen. Die gleiche Wirkung hat das Zünden der Parallelanoden zu verschiedenen Zeitpunkten. Zuerst wird die Anode mit der kleineren Zündspannung zünden. Da das Katodenpotential bei der gezündeten (stromführenden) Anode nur um den Lichtbogenabfall (Brennspannung) niedriger ist als das Anodenpotential, wird das Potential der Parallelanode gegenüber der Katode so sehr herabgesetzt, daß die erforderliche Zündspannung erst merklich später an ihr auftritt. Daher zündet die Parallelanode unter Umständen erst dann, wenn die zuerst gezündete bereits die volle Belastung führt. Diese Verhältnisse zeigt Bild 1.

Man erzwingt eine gleichmäßige Stromaufteilung, indem durch besondere Maßnahmen dafür gesorgt wird, daß die Gesamtcharakteristik

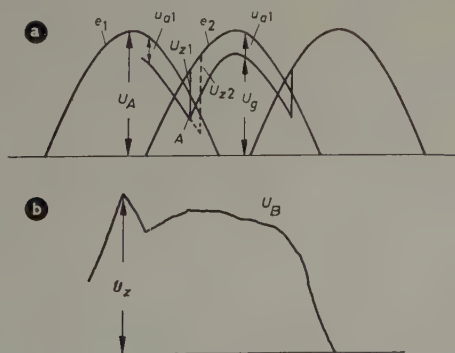


Bild 1. a) Die Zündung der Anode 2 erfolgt erst, wenn an ihr die Zündspannung U_{z1} auftritt. Wenn eine parallelgeschaltete Anode eine größere Zündspannung U_{z2} aufweist, so kommt diese u. U. gar nicht zum Zünden, da die stromführende Anode das Katodenpotential angehoben hat. e = Phasenspannung, $U_g = e - U_B$ = Gleichspannung, U_z = Zündspannung, u_{a1} = Spannung Anode-Katode der zuerst zündenden Anode. b) Die Stromführung einer Anode beginnt mit einer Spannungsspitze, der Zündspannung U_z , welche auf die Brennspannung U_B zurückgeht

des Stromkreises eine steigende ist. Dann hebt die gezündete Anode das Potential der Parallelanode an, so daß diese gleichfalls sofort zündet. Eine weitere Möglichkeit besteht darin, daß bei ungleichen Anodenströmen Spannungen derart induziert werden, daß sie in dem Anodenkreis mit kleinerem Strom als Zusatzspannungen wirksam werden. Die Wirkung ist dann die gleiche wie oben. Es bestehen drei Möglichkeiten, um das zu erreichen.

1. Einschalten eines ohmschen Widerstandes in die Anodenleitungen, der ein Ansteigen der Gesamtcharakteristik bewirkt. Eine Vergrößerung des Stromes oder das Zünden nur einer Anode bewirkt einen höheren Spannungsabfall und hebt das Potential der Parallelanode.
2. Aufspaltung der Transformatorwicklungen in parallele Zweige. Jeder Zweig erhält von vornherein einen eigenen Spannungsabfall und damit gleiche Stromaufteilung.
3. Einschalten von Drosselspulen in die Anodenleitungen, welche an der Parallelanode eine stabilisierende Spannung erzeugen. Solche Drosseln wirken während der Stromänderung der kommutierenden Anoden.

Das erste Verfahren ist infolge der Verluste, die der Anodenstrom in dem Widerstand hervorruft, unwirtschaftlich und wird bestenfalls gelegentlich im Prüffeld angewandt.

Das zweite Verfahren ist betrieblich das angenehmste, erfordert jedoch komplizierte und teure Transformatoren.

Am häufigsten verwendet man Drosseln für die Parallelschaltung von Gleichrichtern. Sie werden als unverkettete und verkettete Anodendrosseln ausgeführt. Auf ihre Wirkungsweise und Berechnung wird im folgenden eingegangen, wobei sich die Betrachtungen auf 2phasige Drosseln beschränken.

2. Unverkettete Anodendrosseln

Drosseln dieser Art werden meist einfach Anodendrosseln, gelegentlich auch Spannungsabfalldrosseln genannt. Ihre Schaltung für einen 6-Phasen-Gleichrichter zeigt Bild 2. Sie werden in der Hauptsache dann verwandt, wenn mehrere Gleichrichtergefäße an einem Trans-

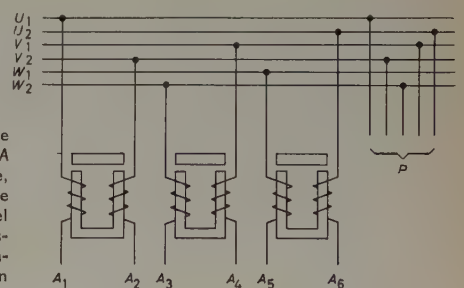


Bild 2. Unverkettete Anodendrosseln. A = Anodenanschlüsse, P = Parallelgefäß. Die über eine Drossel geführten Phasen müssen um 180° gegeneinander versetzt sein

formator parallel betrieben werden sollen. Die über einen gemeinsamen Kern geführten Anoden müssen zwei um 180° elektrisch gegeneinander versetzten Phasen zugeordnet sein. Es fließt dann nur jeweils in einer der beiden Wicklungen Strom. Die Drosselinduktivität ist nur während der Änderung des Anodenstroms, also während der Kommutierung, wirksam.

Es sei jetzt einmal untersucht, in welcher Weise die in der Drossel induzierte Spannung als stabilisierende Zusatzspannung wirksam wird und die Parallelanode möglichst unverzüglich zum Zünden bringt.

Infolge der Transformator- und Drosselinduktivitäten können Stromänderungen nicht momentan erfolgen, der Anodenstrom kann in Wirklichkeit nicht die Form von Rechteckimpulsen haben, wie man es oft für näherungsweise Betrachtungen annimmt. Anodenstromänderungen erfolgen also in endlicher Zeit (Bild 3). Während der Überlappungszeit \bar{u} sind die beiden miteinander kommutierenden

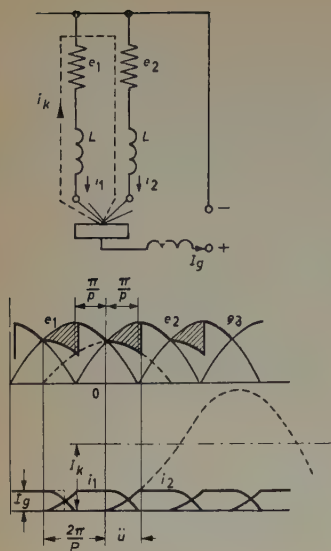


Bild 3.
Kommutierungskreis,
Ströme und Spannungen

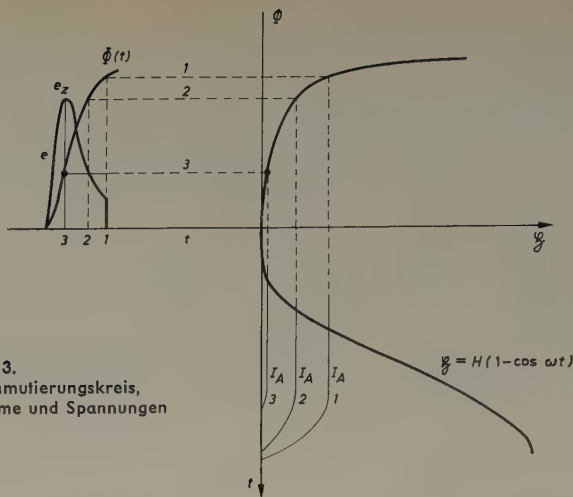


Bild 4.
Bildung der Zusatzspannung e_z . I_A = Anodenstrom

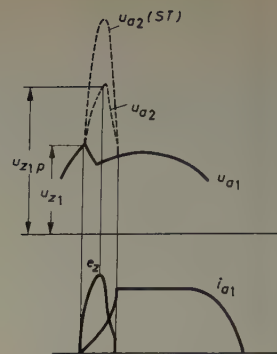


Bild 5. Wirkung der Drosselzusatzspannung. Die Zusatzspannung e_z überlagert sich der parallelen Anode, an dieser tritt damit die höhere Spannung $u_{a2} = u_{a1} + e_z$ auf. Die Anode 2 zündet mit der Zündspannung $u_{z1} p$. $u_{a2} (ST)$ = Zündspitze bei Stromteilerdrossel

Anoden durch den Lichtbogen kurzgeschlossen. Der Kurzschlußstrom wird von der EMK der Differenz $e_2 - e_1$ der beiden Phasenspannungen angetrieben und von den Streureaktanzen $2X$ begrenzt. Die Amplitude des Kurzschlußstromes ist

$$I_k = \frac{E \sqrt{2}}{X} \cdot \sin \frac{\pi}{p} \quad (1)$$

(E = sekundäre Transformator-Phasenspannung, p = Phasenzahl.) Der Verlauf des Kurzschlußstromes ist gegeben durch

$$i_k = I_k (1 - \cos \omega t) \quad (2)$$

Während des Anstiegs des Anodenstromes in der Überlappungszeit wird in der Drossel eine Spannung induziert, deren Verlauf mit Hilfe der Magnetisierungskennlinie auf folgende Weise bestimmt werden kann: Die Feldstärke $H = \frac{I_k w}{l}$ ist dem Verlauf des Anodenstromes proportional (w = Windungszahl einer Drosselhälfte, l = mittlere magnetische Weglänge).

$$\dot{\Phi} = \frac{I_k w}{l} (1 - \cos \omega t) = H (1 - \cos \omega t) \quad (3)$$

Aus dem Feldstärkeverlauf kann mit Hilfe der Magnetisierungskennlinie der zeitliche Flußverlauf $\Phi(t)$ und hieraus durch Differentiation die Spannung e an der Drossel bestimmt werden. Die entsprechenden Verhältnisse sind im Bild 4 dargestellt. Im Bild 5 ist zu sehen, daß die von der Drossel induzierte Spannungsspitze e_z sich als Zusatzspannung der Zündspannung der Parallelanode überlagert. Hierdurch wird auch die jeweilige Parallelanode mit der größeren Zündspannung sofort zum Zünden gebracht.

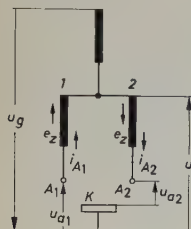


Bild 6. Ersatzschaltbild. Bei Zündung der Anode 1 wird an der Anode 2 eine Spannung wirksam, die $u = u_{a1} + e_z = u_{a2}$ bei unverketteter Anodendrossel und $u_{a2} = u + e_z = u_{a1} + 2e_z$ bei verketteter Anodendrossel ist

Aus dem Ersatzschaltbild Bild 6 folgt die Spannung zwischen Anode und Katode für die Parallelanode 2.

$$u = u_{a1} + e_z = u_{a2} \quad (4)$$

Wenn also die Anode 1 die kleinere Zündspannung aufweist und daher zuerst zündet, dann wird an der Parallelanode 2 eine Spannung wirk-

sam, die gleich der Summe von Anode-Katode-Spannung u_{a1} der Anode 1 und der Drosselspannung e_z ist.

Es darf nun nicht der Fall eintreten, daß die Drossel in Sättigung gerät. Wenn dies der Fall wäre, dann würde in dem Moment des Erreichens der Sättigung die Induktivität wirkungslos sein, und die Drosselspannung bricht zusammen. Während der Kommutierung entstünde folglich eine hohe, aber schmale Spannungsspitze, die bereits vor Beendigung der Überlappung zusammengebrochen wäre. Damit aber wäre eine weitere gleichmäßige Stromaufteilung in Frage gestellt.

Damit die Wirkungsweise dieser Anodendrosseln gesichert ist, damit sie also nicht in Sättigung gelangen, versieht man sie mit einem Luftspalt, der zugleich später eine bequeme Anpassung der Parallelgefäße ermöglicht. Aus Bild 4 ist zu entnehmen, wie groß die Feldstärke mit Rücksicht auf die Gefahr der Sättigung werden darf. Für Drosseln mit Luftspalt ist die Magnetisierungskennlinie in bekannter Weise durch Scherung zu ermitteln. Die Einflüsse verschieden hoher Anodenströme sind gleichfalls im Bild 4 angedeutet.

Die Induktivität der Anodendrossel wirkt wie eine zusätzliche Streuung des Transformators und hat einen induktiven Spannungsabfall zur Folge. Aus der Theorie der Stromrichtertechnik ist bekannt, daß der induktive Spannungsabfall einer Gleichrichteranlage gegeben ist durch

$$U_L = \frac{I_g p}{2 \pi} (L_t + L_d) \omega \quad (5)$$

(L_t = Transformatorinduktivität, L_d = Drosselinduktivität). Aus dieser Formel ergibt sich die Induktivität der Anodendrossel, wenn man einen bestimmten zusätzlichen Spannungsabfall ΔU zugrunde legt. Die Höhe dieses Spannungsabfalles wird gewöhnlich zu 10...15 V gewählt. Die Wirkung wäre bei höherem Spannungsabfall natürlich noch besser, mit Rücksicht auf einen tragbaren Spannungsabfall bei Belastung und auf den Preis der Drossel sind hier jedoch Grenzen gesetzt. Die Erfahrung hat gezeigt, daß ein Spannungsabfall in der angegebenen Höhe ausreicht, um eine gleichmäßige Stromaufteilung zu erzwingen. Die Drosselinduktivität folgt aus Gl. (5).

$$L_d = \frac{\Delta U \cdot 2 \pi}{\omega I_g p} = \frac{\Delta U}{I_g f p} \quad (6)$$

(f = Frequenz, p = Phasenzahl). Derartige Anoden- oder Spannungsabfalldrosseln weisen keine induktive Verkettung der Einzelwicklungen auf und werden durch einen Wechselfluß magnetisiert, der vom Anodenstrom hervorgerufen und von Null bis zu einem Höchstwert variiert wird, wobei keine Ummagnetisierung stattfindet. Der Nachteil dieser Drosseln ist der von ihnen hervorgerufene zusätzliche Spannungsabfall.

Die beschriebene Schaltung wird in den weitaus meisten Fällen angewandt; auf die weiterhin möglichen Varianten soll deshalb nicht weiter eingegangen werden.

3. Verkettete Anodendrosseln

Verkettete Anodendrosseln, auch Stromteiler genannt, dienen zur Parallelschaltung mehrerer Anoden an einer Transformatorphase. Die Schaltung zeigt Bild 7. Bei gleichmäßiger Stromaufteilung tritt keine zusätzliche Flußänderung ein, und die Drosselinduktivität ist ohne Einfluß auf den Gleichstrom, so daß keine zusätzliche Überlappung und kein damit verbundener Gleichspannungsabfall entstehen.

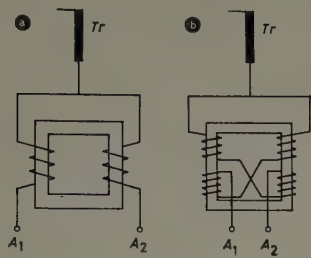


Bild 7a und b. Verkettete Anodendrosseln (Stromteiler). Die Ausführung nach b ergibt eine bessere Stromaufteilung

Die Wirkungsweise dieser Drosseln beruht darauf, daß bei ungleicher Stromaufnahme eine Magnetisierung des Kerns auftritt, wodurch ähnlich wie in einer Saugdrossel in den beiden Wicklungen Ausgleichsspannungen induziert werden. Diese erscheinen für den höheren Strom als Gegen- und für den kleineren als Zusatzspannungen und führen derart einen Ausgleich herbei.

Nehmen wir an, die Anode 1 beginnt mit der Stromführung. Dann wird an der Anodendrosselhälfte A1 die Spannung e_2 erzeugt und in der Hälfte A2 infolge der Verkettung eine gleich große, jedoch entgegengesetzte Spannung. Die wirksame Spannung an der Anode 2 wird dann mit den Bezeichnungen von Bild 6

$$u_{a2} = u + e_2 = u_{a1} + 2 e_2 \tag{7}$$

Die Drosselspannung ist doppelt so stark wirksam wie bei einer unverketteten Anodendrossel. Es sind also infolge der Verkettung größere Zündspannungsdifferenzen sicher zu überwinden. Während eine unverkettete Anodendrossel eine Spannungsspitze e erzeugen muß, braucht sie für gleiche Wirkung bei einer Stromteilerdrossel nur die halbe Leistung gegenüber der unverketteten benötigen und daher billiger auszuführen sein. Hinzu kommt, daß kein Spannungsabfall auftritt.

Um die Gefahr der Sättigung und des Entstehens von hohen schmalen Spannungsspitzen zu vermeiden, die besonders bei großen Unsymmetrien gegeben ist, versieht man am besten auch diese Drosseln mit einem Luftspalt. Er wird so bemessen, daß die Schenkelinduktion nicht höher als 10000 G wird.

Die Höhe der Drosselspannung e (Zusatzspannung) ist für die gleichmäßige Stromaufteilung entscheidend. Zu ihrer Berechnung geht man wie folgt vor: Die Spannungsgleichung für den Kommutierungskreis lautet

$$e_1 - e_2 - L_t \cdot \frac{di_1}{dt} + \left(L_t + L_d \cdot \frac{di_2}{dt} \right) = 0 \tag{8}$$

(L_t = Transformatorinduktivität, L_d = Induktivität einer Drosselhälfte). Nimmt man an, daß die parallelen Anoden der Phase 1 gleichen Strom führen, womit die Drosselinduktivität L_d für die Phase 1 unwirksam wird, so erhält man mit den Beziehungen des Bildes 8 und mit $i_1 + i_2 = I_g$ den Anodenstrom i_2 durch Integration.

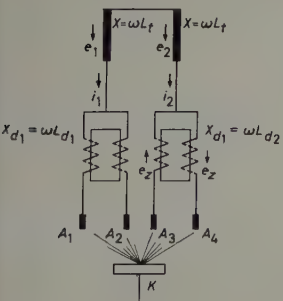


Bild 8. Ersatzschaltbild für Stromteilerdrossel. Bei gleichen Anodenströmen i_{A1} und i_{A2} ist die Drosselinduktivität L_d während der Kommutierung unwirksam. A = Anoden, K = Katode, L = Transformatorinduktivität, L_d = Drosselinduktivität. Für den kleineren Strom i_{A1} wird e_2 als Zusatz-, für den größeren Strom i_{A3} als Gegenspannung wirksam

$$i_2 = \frac{2 \sqrt{2} \cdot E}{2 \omega L_t + \omega L_d} \cdot \sin \frac{\pi}{p} (1 - \cos \omega t) \tag{9}$$

(E = sekundäre Transformator-Phasenspannung). In dem kurzgeschlossenen Kreis fließt ein Kurzschlußstrom i_k , dessen Amplitude

$$I_k = \frac{e_2 - e_1}{2 \omega L_t + \omega L_d} = \frac{2 \sqrt{2} \cdot E}{2 \omega L_t + \omega L_d} \cdot \sin \frac{\pi}{p} \tag{10}$$

ist. Im Zeitpunkt $\omega t = \dot{u}$ ist $i_2 = I_g$, also

$$I_g = \frac{2 \sqrt{2} \cdot E}{2 \omega L_t + \omega L_d} \cdot \sin \frac{\pi}{p} (1 - \cos \dot{u}) \tag{11}$$

Aus der letzten Gleichung wird

$$\cos \dot{u} = 1 - \frac{I_g (2 \omega L_t + \omega L_d)}{2 \sqrt{2} \cdot E \cdot \sin \frac{\pi}{p}} = 1 - \frac{I_g}{I_k} \tag{12}$$

(\dot{u} = Überlappungswinkel). Durch Differentiation von Gl. (9) und Einsetzen der obigen Ausdrücke erhält man die Stromänderung des Anodenstroms i_2 im Moment $\omega t = \dot{u}$, also am Ende der Überlappung, zu

$$\frac{di_2}{dt} = I_k \omega \sqrt{\frac{2 I_g}{I_k} - \frac{I_g^2}{I_k^2}} \tag{13}$$

Die Berechnung der Stromänderung ist erforderlich, um gemäß $e = L \cdot \frac{di}{dt}$ die Drosselspannung berechnen zu können. Das Maximum von $\frac{di}{dt}$ tritt am Ende der Überlappung auf, also im Zeitpunkt

$\omega t = \dot{u}$. Dieser Wert ist mithin für die Drosselzusatzspannung (stabilisierende Spannung), welche die Zündung der Parallelanode bewirken soll, maßgebend. Bei Teilaussteuerung wird $\frac{di}{dt}$ größer. Man erfährt daher bei Vollaussteuerung den ungünstigsten Fall.

Die Transformatorinduktivität L_t kann mit folgender Beziehung errechnet werden:

$$\omega L = \varepsilon_0 \cdot 2 \sqrt{2} \cdot \frac{E}{I_g} \cdot \sin \frac{\pi}{p} \tag{14}$$

ε_0 ist hierin der spezifische Spannungsabfall. Für ihn gilt

$$\varepsilon_0 = \frac{1}{2} (1 - \cos \dot{u}) \tag{15}$$

ε_0 ist ein für jede Transformatorschaltung charakteristischer Wert. Der spezifische Spannungsabfall, bezogen auf die Transformator-kurzschlußspannung in %, ist für die wichtigsten Transformator-schaltungen Tab. I zu entnehmen. Damit ist die Berechnung der

Tab. I. Spezifischer Spannungsabfall für die wichtigsten Transformator-spannungen

	Mittelpunktschaltungen					Brückenschaltungen	
ε_0/u_k	0,707	0,866	1,500	0,500	0,707	0,707	0,500

Transformatorinduktivität möglich. Bei der Berechnung muß die Kopplung berücksichtigt werden, die von der Ausführung der Drossel abhängig ist. Die induzierte Spannung einer Spule ist allgemein

$$e_{ind} = L_0 \cdot \frac{dI}{dt} + M \cdot \frac{dI}{dt} = L_0 \cdot \frac{dI}{dt} + k L_0 \cdot \frac{dI}{dt} = L_0 (1 + k) \frac{dI}{dt}$$

Darin ist

$$L_0 = \frac{w^2}{R_m} \quad (16)$$

(I = Strom in einer Drosselhälfte, w = Windungszahl einer Drosselhälfte, R_m = magnetischer Widerstand). Bei Ausführung nach Bild 7a ist der Kopplungsfaktor k mit $\sim 0,81$ anzusetzen. Damit wird die Ersatzinduktivität einer Drosselhälfte

$$L_{\text{ers}} = L_0 (1 + k) = 1,81 L_0 \quad (17)$$

Günstiger werden die Verhältnisse bei einer Aufteilung der Wicklung nach Bild 7b, womit eine bessere Verkettung und eine bessere Aufteilung der Anodenströme erfolgt. Der Kopplungsfaktor wird hierbei annähernd 1. Damit ergibt sich

$$L_{\text{ers}} \approx 2 L_0 \quad (18)$$

Es gilt nun für die gesamte Spannungsdifferenz an den beiden parallelen Anoden

$$e_{za} = L_0 (1 + k) \frac{d i_2}{d t} \quad (19)$$

Der magnetische Widerstand setzt sich aus den Teilwiderständen von Jochen, Schenkeln und Luftspalt zusammen. Er ist

$$R_m = 2 \left(\frac{l_{F0} J}{\mu_0 \mu_r q J} + \frac{l_{F0} S}{\mu_0 \mu_r q S} + \frac{l_L}{\mu_0 q L} \right) \\ = \frac{2}{\mu_0} \left(\frac{l_{F0} J}{\mu_r q J} + \frac{l_{F0} S}{\mu_r q S} + \frac{l_L}{q L} \right) [\text{H}^{-1}] \quad (20)$$

(l = mittlere magnetische Weglänge, q = Querschnitt). Als einen günstigen Wert für die Ausgleichsspannung e_{za} kann man beispielsweise 100 V setzen. Man muß zunächst eine Drossel auswählen, um an Hand der Listen der Hersteller $L_a \cdot I_a^2$ oder mit Gl. (16) und (20) die Drosselinduktivität für die Berechnung der Stromsteilheit $\frac{d i}{d t}$

nach Gl. (13) zu erhalten. Damit rechnet man versuchsweise nach Gl. (19). Erhält man einen Wert von etwa 100 V, so war die Auswahl gut getroffen. Nach Gl. (16) können Veränderungen in gewissen Grenzen durch entsprechende Auslegung der Windungszahl vorgenommen werden. Liegt der Wert weit über 100 V, so ist mit Rücksicht auf den Preis die Wahl eines kleineren Drosselftyps empfehlenswert. Bei Werten unter etwa 60 V ist zu versuchen, durch Erhöhung der Windungszahl eine größere Ausgleichsspannung zu erreichen. Wenn das nicht möglich ist, muß ein größerer Typ gewählt werden.

Es sollte immer eine Kontrollrechnung mit den Werten, mit denen die Drossel ausgelegt werden soll, vorgenommen werden.

Hiermit sind alle zur Berechnung erforderlichen Formeln entwickelt. Die Rechenarbeit wird natürlich vereinfacht, wenn man bei der probeweisen Annahme einer Drossel auf ähnliche schon ausgeführte Anlagen zurückgreifen kann, womit spätere Korrekturen unter Umständen wegfallen.

Schrifttum

- [1] • Marti, O. K., u. Winograd, K.: Stromrichter. München und Berlin 1933, Oldenbourg
- [2] • Prince, D. C., und Vogdes, F. B.: Quecksilberdampfgleichrichter. München und Berlin 1931, Oldenbourg

(eingegangen am 10. Januar 1958)

H. J. ALBRECHT

Transistorempfänger für Meßzwecke

DK 621.396.62:621.314.7

Die immer weiter um sich greifende Verbreitung von Transistorverstärkern läßt unter vielen anderen Anwendungen auch die in Meßempfängern als sehr zweckmäßig erscheinen. Selbstverständlich müssen die den Transistoren eigentümlichen Eigenschaften bei der Planung derartiger Schaltungen genauestens berücksichtigt werden. Auch sollten transistorisierte Meßempfänger nur dort benutzt werden, wo sie wirkliche Vorteile gegenüber Röhrengeräten zu bringen versprechen. In dieser Hinsicht ist es ratsam, zwischen Empfängern für kurzfristige Messungen und solchen für langfristige Aufzeichnungen zu unterscheiden. Eine weitere Einteilung kann dann nach Frequenzbereichen und Empfindlichkeitsgrenzen erfolgen. Bei dem gegenwärtigen Stand der Entwicklung ist die Verwendung von Röhrengeräten für hohe Frequenzen und optimale Empfindlichkeiten bei kurzen Meßzeiten vorläufig noch vorzuziehen. Andererseits liegen die Vorteile der Benutzung von teilweise oder ganz transistorisierten Meßempfängern auf dem Gebiet der langfristigen Messungen oder Aufzeichnungen von Meßvorgängen, besonders da Alterungserscheinungen der Gesamtschaltung bei richtiger Planung zu vernachlässigen und die Ansprüche an die Stromversorgung gering sind.

Vor allem erfordert die Benutzung von Transistoren in Meßempfängern eine wirksame Allgemeinstabilisierung und Temperaturkompensation der Schaltung. Nur Schichttransistoren oder Halbleiterelemente gleicher Betriebszuverlässigkeit sollten für Meßempfänger herangezogen werden. In dieser Arbeit sollen Gesichtspunkte, die der Verfasser bei der Entwicklung von transistorisierten Meßempfangsschaltungen seit einigen Jahren angewendet hat, behandelt werden. Ähnlich dem normalen Empfängeraufbau kann man einen Meßempfänger in HF-Teil und Meßteil (beide können eine oder mehrere Stufen aufweisen) unterteilen.

1. HF-Teil

Bei der Planung des HF-Teiles von Transistorempfängern für Meßzwecke sollte der eigentliche oder hauptsächliche Verwendungszweck des Gerätes berücksichtigt werden. Im KW-Bereich kommen sowohl

Überlagerungs- als auch Geradeausempfänger in Betracht, während LW-Meßempfänger sich vorwiegend in Geradeausschaltung bewährt haben.

Nach den bisherigen Erfahrungen des Verfassers auf diesem Gebiet scheint es zweckmäßig zu sein, von einer Stabilisierung der Schaltung in ihrer Gesamtheit abzusehen und statt dessen eine stufenweise Stabilisierung anzuwenden. HF-Transistorverstärkerstufen können am einfachsten nach dem Widerstandsverfahren [1] stabilisiert werden, wobei die Widerstände so bemessen sein sollten, daß der Stabilitätsfaktor den Wert 2,5 nicht übersteigt. Nach Untersuchungen des Verfassers stellt dieser Wert die äußerste Grenze für Meßempfängerstufen dar. Niedrigere Werte sind vorzuziehen, wenn dadurch die Speisungserfordernisse nicht zu sehr erhöht werden. In diesem Zusammenhang ist es wichtig zu bemerken, daß die Speisungsanforderungen für registrierende Meßempfänger naturgemäß möglichst kleinzuhalten sind; bis zu einem gewissen Grade ist also ein Kompromiß unvermeidlich.

Bei der Anwendung von Transistortrioden ergibt sich die Notwendigkeit einer ausreichenden Neutralisierung, die entweder stufenweise oder auch über mehrere HF-Verstärkerstufen erfolgen kann. Bei einfachen Meßempfängern, die auf einer festen Frequenz arbeiten, läßt sich durch das letztgenannte Verfahren eine gewisse Einstellung von positiver und negativer Rückkopplung erhalten, was im Hinblick auf die Empfindlichkeitsgrenze von Vorteil sein kann. In jedem Falle folgt die Bemessung des Neutralisierungskreises den üblichen Grundsätzen. Selbstverständlich sollten in einem Empfänger nicht mehr als drei HF-Verstärkerstufen auf die gleiche Frequenz abgestimmt sein. Über die übrigen Betriebsbedingungen von HF-Transistorverstärkern sind Arbeiten im Schrifttum vorhanden [2, 3].

Bei der Benutzung des Überlagerungsprinzips scheint es bei Transistorempfängern für Meßzwecke wichtig zu sein, Mischstufe und Mischoszillator als getrennte Stufen aufzubauen, um Betriebszuverlässigkeit zu erreichen. Die Optimalbedingungen für Transistormischstufen sollen hier nicht weiter besprochen werden [4]. Für die

Stabilisierung der Mischstufe gilt das über HF-Verstärkerstufen Gesagte, während sich für den Mischoszillator daneben noch ein neues Verfahren als vorteilhaft erwiesen hat. Es beruht auf der vom Verfasser entwickelten Frequenzstabilisierung durch temperaturempfindliche Schwingkreiselemente [5, 6].

Die bei der obigen Behandlung von HF-Verstärkerstufen erwähnten Gesichtspunkte gelten sinngemäß auch für Zwischenfrequenzstufen.

Bis jetzt wurde angenommen, daß alle Stufen im HF-Teil eines Meßempfängers Transistoren enthalten. Bei einer teilweisen Bestückung mit Röhren erfolgt der Aufbau der entsprechenden Stufen selbstverständlich nach den aus der Röhrenempfängertechnik bekannten Regeln. Wie schon erwähnt, sind die Eigenschaften von transistorisierten Meßempfängern besonders bei Dauermessungen und Aufzeichnungen vorteilhaft, und eine Vermischung mit Röhrenstufen ist im allgemeinen nicht anzuraten, da die gewonnenen Vorteile dadurch ganz oder mindestens teilweise verlorengehen. Andererseits muß betont werden, daß die Entscheidung in der einen oder der anderen Richtung naturgemäß vom Verwendungszweck abhängt.

2. Meßteil

Der Ausgang des HF-Teiles wird dem Meßteil, der die Aufgabe der Gleichrichtung und Anpassung an das Anzeigergerät hat, zugeführt. Im einfachsten Falle können beide Arbeitsgänge mittels einer Kombinationsstufe erreicht werden, aber bei einem Meßempfänger sind zuverlässige, reproduzierbare Meßwerte wichtiger als möglichst geringer Aufwand, und daher ist die Aufteilung in eine Gleichrichter- und eine Endstufe nützlich. Beide Stufen müssen unter Beachtung der für diesen Zweck erforderlichen Stabilisierung bemessen und aufgebaut werden.

Die Gleichrichtung kann mit Halbleiterdioden oder Transistoren durchgeführt werden. Wie schon eingangs erwähnt, ist die Temperaturabhängigkeit der Anzeigewerte von Meßempfängern vernachlässigbar kleinzuhalten. Besonders infolge der Schwierigkeit einer theoretischen Erfassung des Temperatureffektes in der Gleichrichterstufe ist es vorzuziehen, die Temperaturabhängigkeit empirisch zu bestimmen, bevor eine entsprechende Kompensation benutzt wird. Das kann in verhältnismäßig einfacher Form mit Hilfe eines geheizten Ölbad erfolgen.

Im Falle einer einfachen Halbleiterdiodenschaltung besteht eine gewisse Abhängigkeit von den Widerstandsgrößen und sonstigen Betriebsbedingungen, und der Gesamttemperatureinfluß auf diese Stufe kann innerhalb eines bestimmten Bereiches durch eine dem Diodentyp entsprechende Wahl der Belastungsgrößen stark vermindert werden. Bei der Verwendung eines Transistors als eigentlicher Gleichrichter, beispielsweise in geerdeter Emitterschaltung, kann zufriedenstellende Stabilisierung mit Spannungsteiler, möglicherweise mit einem Heißleiter oder einer Schichtdiode als Emitterwiderstand, erreicht werden [7].

Betrachtungen über die Linearität von Halbleitergleichrichterstufen finden sich im Schrifttum über Transistoranwendungen in der Rundfunktechnik [8, 9, 10, 11, 12] und brauchen hier nur beachtet zu werden, wenn der Verwendungszweck des Meßempfängers Linearität erfordert.

Die Endstufe hat hauptsächlich die Aufgabe, die Anpassung an das Anzeigergerät oder die Anzeige selbst zu besorgen. Je nach der zu messenden Größe ist ein Galvanometerausgang oder beispielsweise auch eine akustische Anzeige erwünscht. Grundsätzlich sind die vom Verfasser während der letzten Jahre in Australien entwickelten Transistorschaltungen für beide Arten sehr gut anwendbar, und zwar der temperaturkompensierte Transistorgleichstromverstärker [13] zur Verstärkung des Meßwertes und zur Anpassung an das Galvanometer und das Registriergerät oder der vollstabilisierte Transistorverstärker für Tonfrequenzen [14] zur akustischen Anzeige. Beide Schaltungen waren für bestmögliche Stabilisierung bei großer Wirtschaftlichkeit entwickelt worden und sind daher, erforderlichenfalls nach kleinen Änderungen, als Meßempfängerstufe geeignet.

3. Verwendungsmöglichkeiten

Nach den oben besprochenen Gesichtspunkten aufgebaute Transistorempfänger sind ausreichend betriebsstabil, um als Meßempfänger Verwendung zu finden. Ein wesent-

licher Vorteil liegt in ihrer langfristigen Betriebssicherheit, die es erlaubt, die zeitlichen Abstände zwischen den Eichprüfungen größer zu machen. Aus demselben Grunde können sie auch ohne besondere Vorsichtsmaßnahmen als Dauerregistrierempfänger eingesetzt werden.

Als Schaltungsbeispiel stellt Bild 1 einen kompletten LW-Meßempfänger dar. Der Verfasser entwickelte dieses Gerät in Australien 1956/57 für seine Forschungsarbeiten über die ionosphärische Ausbreitung in der D-Schicht und über die psycho-meteorologische Wirkung von Luftentladungen. Der im Dauerbetrieb in Verbindung mit einem Registriergerät mit etwa 300 Ω innerem Widerstand benutzte Empfänger ist absolut stabil und weist eine vernachlässigbare Temperaturabhängigkeit auf. Die Betriebsfrequenz liegt bei 27 kHz.

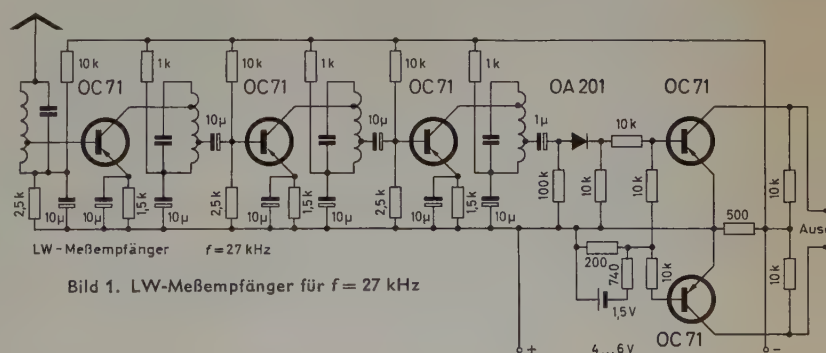
Die Endstufe besteht aus zwei in Gegentakt geschalteten Transistoren, die eine Gleichstrom-Verstärkerstufe nach dem erwähnten Muster [13] darstellen.

Weiterhin wurde der abgebildete Meßempfänger als Anzeigergerät für verschiedene, ebenfalls vom Verfasser während der letzten Jahre entwickelte wissenschaftliche Instrumente mit zufriedenstellenden Ergebnissen verwendet. Es handelt sich dabei um Geräte, bei denen physikalische Meßgrößen in der Form einer Frequenzänderung gemessen werden, nämlich Kapazitätsbolometer [15] und Transistorbolometer [16]. Die an das Anzeigergerät gestellten Forderungen wurden schon früher erläutert [17] und lassen sich dahingehend zusammenfassen, daß entsprechend dem ausgewählten Frequenzbereich eine Gleichstromanzeige oder eine akustische Nullpunktanzeige erforderlich ist. Bei der Benutzung des Empfängers in der abgebildeten Form ist lineare Anzeige über etwa 7 kHz möglich. Bei akustischer Anzeige wird die Gleichstrom-Endstufe durch einen Tonfrequenzverstärker [14] ersetzt.

Schrifttum

- [1] Shea, R. F.: Transistor operation: stabilization of operating points. Proc. Instn. Radio Engs. Bd. 40 (1952) S. 1435
- [2] Brown, C. B.: High frequency operation of transistors. Electronics Bd. 23 (1950) S. 81—83
- [3] Raisbeck, G.: Transistor circuit design. Electronics Bd. 24 (1951) S. 128—132
- [4] Zawels, J.: The transistor as mixer. Proc. Instn. Radio Engs. Bd. 42 (1954) S. 542
- [5] Albrecht, H. J.: Notes on the frequency stabilization of transistor oscillators. J. Wireless Inst. Austral. Bd. 25 (1957) Nr. 3, S. 2—3
- [6] Albrecht, H. J.: Frequenzstabilisierung von HF-Transistoroszillatoren durch temperaturempfindliche Schwingkreiselemente. Elektron. Rdsch. Bd. 11 (1957) S. 379
- [7] Cooper, B. F. C.: The application of transistors to a. m. broadcast receivers. Proc. Instn. Radio Engs. Austral. Bd. 17 (1956) S. 331—340
- [8] Barton, L. E.: Experimental transistor personal broadcast receiver. Proc. Instn. Radio Engs. Bd. 42 (1954) S. 1062
- [9] Holmes, D. D., Stanley, T. O., u. Freedman, L. A.: A developmental pocket-size broadcast receiver employing transistors. Proc. Instn. Radio Engs. Bd. 43 (1955) S. 662
- [10] Freedman, L. A., Stanley, T. O., u. Holmes, D. D.: An experimental automobile receiver employing transistors. Proc. Instn. Radio Engs. Bd. 43 (1955) S. 671
- [11] Stern, A. P., u. Raper, J. A. A.: Transistor broadcast receivers. Electron. Eng. Bd. 73 (1954) S. 1107
- [12] Sheehan, W. E., u. Ivers, J. H.: Design of a high-gain transistorized portable. Electronics Bd. 28 (1955) S. 159
- [13] Albrecht, H. J.: Direct-coupled thermocouple amplifiers for measurements in geophysics and meteorology. Geofis. pura appl. Bd. 34 (1956) S. 196
- [14] Albrecht, H. J.: Transistors in speech equipment. QST Bd. 41 (1957) Nr. 9, S. 19—22
- [15] Albrecht, H. J.: Notes on capacitance bolometers. Proc. Instn. Radio Engs. Austral. Bd. 18 (1957) S. 128—129
- [16] Albrecht, H. J.: Transistors as thermometers and bolometers. Geofis. pura appl. Bd. 37 (1957) S. 191—196
- [17] Albrecht, H. J.: An electronic actinometer for measurements in narrow spectral ranges. Indian J. Meteor. Geophys. Bd. 8 (1957) S. 193—198

(eingegangen am 19. Februar 1958)



Zeichenlocher „5020“



Soll das manuelle Ablochen nach Originalbelegen eingespart werden, dann ist mit Vorteil dieser Zeichenlocher (*Remington Rand*) einzusetzen, der die auf einer Lochkarte handschriftlich eingetragenen Zahlen oder Zeichen photoelektrisch abliest und mit einer Arbeitsgeschwindigkeit von 150 Karten je Minute in Form von Lochsymbolen in diese Karten selbständig einstanzt. Die abzulochenden Begriffe werden mit normalem, weichem Bleistift oder schwarzem Kopierstift auf der Lochkarte eingetragen, wobei es ohne Bedeutung ist, ob die handschriftlichen Markierungen als Ziffern oder als sonstige Zeichen geschrieben werden. Die Standardausführung des Zeichenlochers besteht aus einem einzigen Gerät, das maximal 20 Markierungs-

streifen erfassen kann. Die Lochung der abgelesenen Begriffe erfolgt im 90stelligen *Remington-Code*. Das Zufuhrmagazin nimmt 650 Karten auf. Die Verbindungen von den Ableseeinheiten zu den einzelnen Lochspalten sind auf einer auswechselbaren Schalttafel gesteckt. Eine Kontroll-einrichtung überprüft automatisch bei jeder Karte, ob in allen Spalten nur jeweils eine Markierung vorhanden ist.

ELRU-Information 384

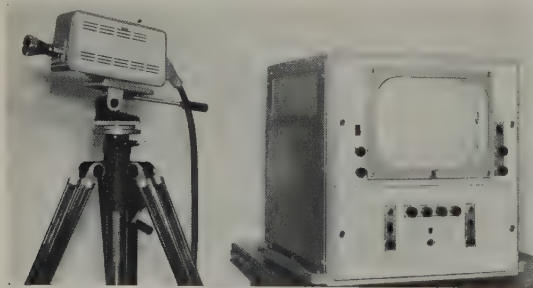
Miniatur-Fernsehkamera

Mit der neuen „Minikamera“ des Fernauges von *Grundig* ist es jetzt möglich, die Innenwand von Rohren mit kleinstem Durchmesser von 60 mm an allen Stellen zu Prüfzwecken zu betrachten. Die Führung der Kamera mit dem fernbedienbaren Drehspiegel innerhalb der zu untersuchenden Rohre geschieht jetzt mit zwei vorn und hinten an dem Gerät angebrachten Bürstenkränzen aus elastischen Kunststoffasern. In der Mitte befindet sich ein Glasrohr, das der Optik über den schräg gestellten Spiegel die völlig freie Betrachtung der Rohrrinnenwand gestattet. Die Bürstenkonstruktion des Führungsmechanismus bietet viele Vorteile, weil beispielsweise die Borsten ungehindert an Unebenheiten vorbeigleiten und gleichzeitig auch das zu untersuchende Rohr von etwa anhaftendem Schmutz säubern.

ELRU-Information 385

Industrielle Fernsehanlage

Die neue industrielle Fernsehanlage von *Philips* besteht aus der kleinen Kamera, dem Steuergerät und einem hochwertigen Kontrollempfänger als Grundbausteinen. Wegen der Möglichkeit, mehrere Grundeinheiten auch mit handelsüblichen Fernsehempfängern oder Fernsehprojektoren zu kombinieren, läßt sich die Anlage allen Erfordernissen in Industrie,



Forschung und Wissenschaft leicht anpassen. Die Anlage arbeitet in Anlehnung an die *CCIR-Norm* mit 625 Zeilen und Zeilensprung. Über das bis zu 300 m lange Verbindungskabel können die elektrischen und die mechanischen Funktionen der Kamera mit dem Steuergerät ferngesteuert werden.

ELRU-Information 386

Röhrenregler „PE 45a“

Als Elemente für den Aufbau industrieller Regelanlagen hat *BBC* Funktionselemente entwickelt. Der Röhrenregler „PE 45a“ (Regelvorstufe) ist ein proportional wirkender Gleichspannungsverstärker mit zwei Eingängen und vier verschiedenen, jedoch gekoppelten Ausgängen, die an die verschiedenen zur Verwendung mit der Vorstufe bestimmten Folgestufen angepaßt sind. Die zwei getrennten Eingänge gestatten es, der eigentlichen Regelung einer Größe die Begrenzung einer weiteren Größe zu überlagern.

Bei mehreren notwendigen Begrenzungen läßt sich noch eine weitere Vorstufe verwenden, die ebenfalls auf die nachgeschaltete Folgestufe arbeitet. Durch geeignete Auslegung eines vorgeschalteten Filters ist es möglich, dem Regler PID-Verhalten zu geben. Zusätzlich liefert der Regler als Sollwert-Quelle für Begrenzerschaltungen eine netzspannungsunabhängige und nicht potentialgebundene Gleichspannung.

ELRU-Information 387

Drahtlose Mikrofonanlage „Mikroport“

Um bei Mikrofonübertragungen dem Vortragenden größtmögliche Bewegungsfreiheit zu geben, entwickelte *Telefunken* in Gemeinschaftsarbeit mit *Sennheiser electronic* die drahtlose Mikrofonanlage „Mikroport“. Das Tauchpulkmikrofon „MD 405“ (100...12000 Hz, Empfindlichkeit bei 1000 Hz 0,15 mV/ μ b) mit Nierencharakteristik (Auslöschung bei 180° etwa 15 dB) wurde speziell für diese Anlage entwickelt und kann entweder in der Hand gehalten oder mit einem Clip am Rockaufschlag befestigt werden. Der Sender „SM 1002“ mit eingebauter 22,5-V-Batterie (Betriebszeit bei intermittierendem Betrieb etwa 10 Stunden) ist mit den Abmessungen von nur 24×75×115 mm (Gewicht m. B. 175 g) so klein, daß er in der Rocktasche getragen werden kann. Für die Vorverstärkung und Erzeugung der Trägerfrequenz (32,95 MHz) werden ausschließlich Transistoren verwendet. Der Frequenzhub (± 40 kHz, max. ± 75 kHz)



ist kontinuierlich regelbar, so daß individuelle Anpassung an die Lautstärke des Sprechers möglich ist. Das Mikrofonkabel ist gleichzeitig Sendeanenne (Strahlungsleistung etwa 1 μ W). Die Reichweite kann im Freien mit etwa 60 m angesetzt werden. Der Empfänger wird entweder mit der Bandantenne oder mit der zusätzlich lieferbaren Faltdipol-Antenne innerhalb der Reichweite des Senders aufgestellt. Er gibt bei 40 kHz Frequenzhub und mehr als 5 μ V Antennen-EMK 1,55 V (± 6 dB) Ausgangsspannung ab.

ELRU-Information 388

Thyatron-Relais „TY 2/8“

Zur Verwendung im Anodenkreis eines mit Wechselstrom (127 V, 50/60 Hz) betriebenen Thyatron vom Typ 2D21 oder entsprechender Thyatron ist dieses mit Oktalsockel ausgeführte Relais der Firma *ACRM* bestimmt. Die Standardausführung mit zwei Umschaltkontakten (3 A, 100 V ~) ist als Serie P staubgeschützt, als Serie AZ hermetisch verschlossen in Stickstoffatmosphäre und als Serie H hermetisch verschlossen in normaler Atmosphäre lieferbar.

ELRU-Information 389

Miniatur-HF-Relais „RMS/54“

Für Schaltaufgaben in HF-Kreisen werden vielfach Relais kleiner Abmessungen benötigt. Dieses Relais (Hersteller: *ACRM*) mit einem Umschaltkontakt ist für eine höchste HF-Schaltleitung von 2 A bei 30 V bestimmt und kann bei 0,1 A maximal 250 V schalten. Die Kapazität zwischen den Kontakten ist 1 pF, die Kapazitäten zwischen den Kontakten und Masse liegen bei 3 pF. Das Relais ist wegen seiner Beschleunigungsfestigkeit (10 g bei 70 Hz und 20 g bei Linearbeschleunigung) besonders auch für den Einsatz in mobilen Geräten geeignet.

ELRU-Information 390

Haftrelais „FT 24“

Wenn es darauf ankommt, einen einmal elektrisch eingestellten Schaltzustand über beliebig lange Zeit ohne Stromverbrauch aufrechtzuerhalten, ist das Haftrelais (Remanenzrelais) besonders zweckmäßig. Da es zur Betätigung nur relativ kleine Ströme braucht, kann es im Gegensatz zum Schrittschaltwerk auch über längere Leitungen geschaltet werden. Das Haftrelais „FT 24“ von *Telefunken* ist aus dem normalen Flachrelais „M 48“ entstanden. Die Haftflächen von Anker und Kern bestehen aus nichtrostendem, magnetisch leitfähigem Stahl. Zum Anzug des Haftrelais (Ansprechzeit 8...60 ms) genügt ein kurzzeitiger Impuls (Spulendauerbelastung max. 4 W). Das mit maximal 3×5 Federn (Kontaktdruck etwa 20 g) lieferbare Relais haftet nach Abschalten des Erregerstromes über unbegrenzte Zeit und wird durch Aufhebung des Remanenzfeldes mittels

Gegenrerregung abgeworfen (Abfallzeit 8...250 ms). Für dieses interessante Relais ergeben sich auch im Rahmen der modernen Steuerungstechnik und der Automatisierung zahlreiche Anwendungsmöglichkeiten.

ELRU-Information 393

Miniaturrelais hoher Ansprechempfindlichkeit

Für Steuerschaltungen, in denen zur Erregung eines Relais nur eine geringe Gleichstromleistung zur Verfügung steht, ist das Miniaturrelais „RMHC“ von *ACRM* besonders geeignet. Das mit einem Umschaltkontakt ausgerüstete Relais benötigt nur 10 mW Erregerleistung. Die Schließ- und Öffnungszeit liegt bei etwa 10 ms, und bei ohmscher Belastung mit 2 A, 24 V_~ werden 10⁶ Schaltungen garantiert.

ELRU-Information 394

Photodiode OAP 12

Diese Germanium-Photodiode von *Valvo* hat ein Miniatur-Metallgehäuse von 3 × 8 mm mit einer Glaslinse; Lichteinfall erfolgt axial. Wegen der geringen Abmessungen ist die OAP 12 beispielsweise besonders zum Abtasten von Lochkarten oder ähnlichen gelochten Informationsträgern sowie zur Anbringung an Instrumenten und Tastköpfen unmittelbar am Meßort geeignet. Da die kreisförmige lichtempfindliche Fläche nur 1 mm² groß ist, ergibt sich besonders bei der Abtastung von Instrumentenmarken eine hohe Genauigkeit. Bei 10 V Sperr-Gleichspannung ist die Grenzfrequenz der OAP 12 ≥ 50 kHz, so daß sich auch Abtastvorgänge mit hoher Pulsfolgefrequenz sicher beherrschen lassen. Das Maximum der Spektralempfindlichkeit liegt bei 1,55 μ und fällt bis 2 μ steil ab. Die Lichtempfindlichkeit ist $> 5 \mu\text{A}/100 \text{ Lux}$, der Dunkelstrom bei -10 V ist $< 15 \mu\text{A}$. Max. Sperr-Gleichspannung 30 V, max. Sperr-Gleichstrom 3 mA, max. Verlustleistung 30 mW.

ELRU-Information 395

Ferrocort und Ferrocarit

Bereits Anfang der dreißiger Jahre hat *Vogt & Co.* einen Werkstoff entwickelt, bei dem das feinkörnige, weichmagnetische Pulver mit einem isolierenden Binder verfestigt wurde. Dieser Werkstoff „Ferrocort“ ermöglichte die Herstellung von Kernen für kleine, leicht abstimmbare HF-Spulen hoher Güte. Die Ausweitung des technisch genutzten HF-Bereiches führte bis heute zu insgesamt zwölf verschiedenen Ferrocort-Werkstoffen. Die Oxydpulverkerne „FR“ und „FR I“ sind für die Frequenzbereiche 60...260 MHz bzw. 50...200 MHz geeignet. Der Frequenzbereich der Anwendungen der Eisenpulverkerne erstreckt sich von 20 kHz bis 120 MHz. Zum „Ferrocort“ kam u. a. auch das „Ferrocarit“. „Ferrocarit“-Kerne sind kompakte oxydkeramische Körper, die aus Ver-

bindungen von Eisenoxyd mit vorwiegend zweiwertigen Metalloxyden bestehen und deren kristalliner Aufbau im wesentlichen Spinellstruktur aufweist. Es stehen heute sieben verschiedene „Ferrocarit“-Werkstoffe zur Verfügung, von denen „Fi 05e7“ und „Fi 2e6“ wegen ihres höheren spezifischen Widerstandes auch für Entstördrosseln geeignet sind. Bemerkenswert sind weiterhin „Fi 11a4“ mit einem μ_R -Wert von 1100 (Frequenzbereich 1...500 kHz) und „Fi 6a5“ (Frequenzbereich 0,1 bis 1,6 MHz), aus dem sich in Verbindung mit Kappenkernen aus „FK IIIg“ Bandfilter mit sehr gutem TK aufbauen lassen.

ELRU-Information 396

Rechteckferrite

Neben den bekannten Rechteckferriten Keraperm „ST 1“ und „ST 2“ liefert *Dralowid* als neues Material das Rechteckferrit „ST 3“. Während Speicherringe des Typs „D 201“ mit 2 mm Durchmesser aus „ST 1“ 700 mA Schaltstrom benötigen, genügen für Ringe desselben Typs aus „ST 3“ schon 350 mA. Damit eröffnet „ST 3“ dem Konstrukteur insbesondere kleiner elektronischer Rechenmaschinen, die mit Transistoren bestückt sind, zahlreiche neue Möglichkeiten. Der Speicherring „D 201“ aus „ST 3“ (Außendurchmesser 2,0 mm) hat eine Schaltzeit von 3,5 μ s und gibt 30 mV Ausgangsspannung ab.

ELRU-Information 397

Ferrocort-Topfgewindekern „TGw 8/7“

Diese Kernkombination (*Vogt & Co.*) findet vornehmlich im Frequenzbereich 20...60 MHz Verwendung und ist wegen ihrer hohen Güte besonders auch für den Aufbau von traps geeignet. Je nach benutztem Material lassen sich genau definierte Gütewerte einstellen, die beim Abgleich nur sehr wenig von der Kappenkernstellung beeinflusst werden. Die Kernkombination „TGw 8/7“ ist in den Ferrocort-Materialien FC, FC-FU II und FC-FU V mit $\pm 0,5\%$ Permeabilitätstoleranz lieferbar.

ELRU-Information 398

Schichtwiderstände

Im Zuge der Miniaturisierung brachte *Dralowid* einen Schichtwiderstand ($1/50 \text{ W}$) mit den Abmessungen 1,6 × 5,0 mm heraus, der in Werten bis zu 100 k Ω in der besonders rauscharmen Hartkohle-Ausführung hergestellt wird; Widerstandswerte bis 10 M Ω sind als Höchstohm-Schichtwiderstände lieferbar.

Für automatisierte Fertigungen werden die kappenlosen $1/2$ -W- und 1-W-Glantzohle-Schichtwiderstände mit axialen Drahtanschlüssen (Typ B) jetzt auch in Gurt-Verpackung geliefert. Der 85 mm breite Gurt besteht aus zwei je 6 mm breiten Randstreifen.

ELRU-Information 399

Klein-Thyratrons und Röhren mit kalter Kathode für elektronische Regel- und Steueraufgaben.



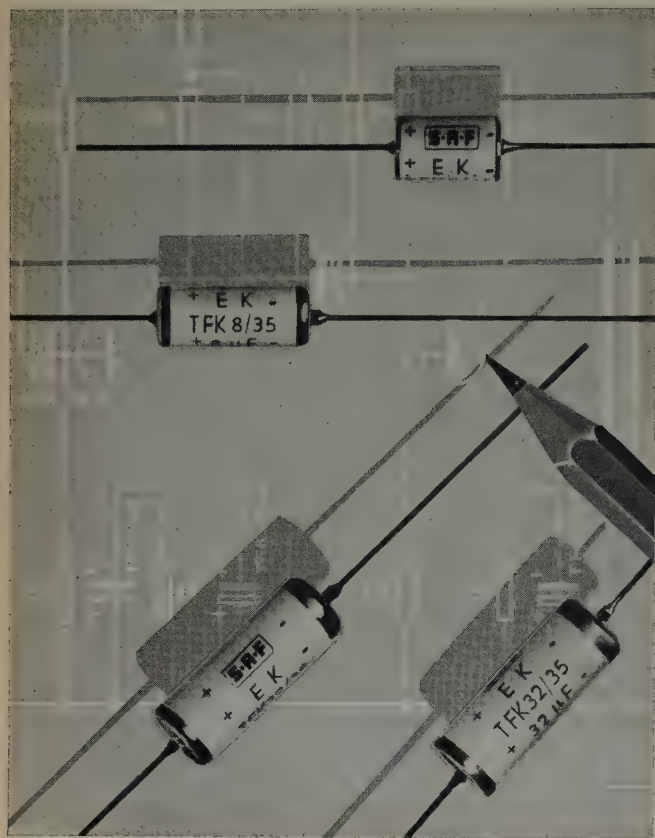
TELEFUNKEN

Entwicklungsstellen der Industrie erhalten auf Anforderung Druckschriften mit genauen technischen Angaben.

TELEFUNKEN
RÖHREN-VERTRIEB
ULM - DONAU

Tantalkondensatoren

MIT FESTEM ELEKTROLYTEN



das neue Bauelement für Kleinbautechnik und Transistorschaltungen

klein · leicht

temperaturfest

betriebssicher

langlebig

STANDARD ELEKTRIK LORENZ

Aktiengesellschaft

BAUELEMENTEWERK SAF NÜRNBERG

65051



AUS INDUSTRIE UND WIRTSCHAFT

Bundesverdienstkreuz für Direktor Julius Wüst

Anlässlich seines 60. Geburtstages am 6. August 1958 wurde J. Wüst, technisches Vorstandsmitglied der *Himmelwerk AG*, Tübingen, mit dem Bundesverdienstkreuz 1. Klasse ausgezeichnet. In der *Himmelwerk AG* begann er 1930 seinen Weg mit der Organisation des In- und Auslandsvertriebs. Schon 1934 konnten ihm Konstruktion, Arbeitsvorbereitung, Berechnungsbüro, technischer Verkauf, Ausbildungswesen und später auch die Fertigung unterstellt werden. Zugleich stieg er zum Oberingenieur und Prokuristen und schließlich zum ordentlichen Vorstandsmitglied der *Himmelwerk AG* auf.

25jähriges Dienstjubiläum Eduard Schüller

Am 1. September 1958 konnte Dipl.-Ing E. Schüller in der Leitung des *Telefunken*-Unterbereiches „Ela“ und Technisches Magnetophon“ in Wedel/Holstein sein 25jähriges Dienstjubiläum feiern. Er begann seine Berufslaufbahn als Mechaniker-Lehrling und legte später seine Diplomprüfung mit einer Arbeit über die Schallaufzeichnung auf Stahlbändern ab. Während dieser Zeit wurden die ersten Bänder aus Eisenpulver auf Papierunterlage hergestellt, die Schüller im Heinrich-Hertz-Institut untersuchte. Die Weiterentwicklung dieser neuen Technik setzte er später bei der *AEF* fort und wurde dort dann Leiter der Magnetophon-Abteilung in Berlin. Nach dem Krieg baute Schüller in Hamburg einen neuen Betrieb auf, den *Telefunken* im Jahre 1954 übernahm und dem der Jubilar heute noch angehört.

Neue Agfa-Magnettonbänder

Nach Fertigstellung eines Fabrikneubaues hat die *Agfa* nunmehr die Produktion von Amateur-Magnettonbändern in großem Umfang aufgenommen. Gleichzeitig wird ein neuer Tonträger „Polyester vorgereckt“ vorgestellt, der die Grundlage der neuen Langspielbänder „PE 31“ und Doppelspielbänder „PE 41“ ist. Durch maschinelles Vorrecken des Rohmaterials erreicht der Tonträger den höchstmöglichen Grad an Reiß- und Dehnfestigkeit (Reißfestigkeit 28 kg/mm²). Diese ausgezeichneten mechanischen Eigenschaften haben es der *Agfa* ermöglicht, erstmalig in Deutschland ein Doppelspielband herzustellen, das bei gleichem Wickeldurchmesser die doppelte Länge eines Standardbandes hat. Die neuen „PE“-Bänder sind absolut temperatur- und feuchtigkeitsbeständig. Ebenso sind sie gegen chemische Einwirkungen unempfindlich, so daß sie ohne Beeinträchtigung der Klangaufzeichnung mit Reinigungsmitteln wie Benzin, Benzol, Seifenlauge, Fleckentferner usw. gesäubert werden können. Das Band ist ungewöhnlich flexibel und schmiegt sich deshalb leicht und geschmeidig an die Magnettonköpfe an. Die magnetisierbare Substanz ist in ein neuentwickeltes Band eingebettet, das den Bändern eine bisher nicht gekannte Abriebfestigkeit verleiht. Bei 4,75 cm/s lassen sich die Frequenzbereiche 40...8000 Hz und bei 9,5 cm/s 40...16000 Hz aufzeichnen.

Typenänderung der Keramik-Scheibentriode

Die Typenbezeichnung der Keramik-Scheibentriode 2 C 39 AC der *Siemens & Halske AG* (vergleiche auch ELRU-Information 296) hat jetzt die Typenbezeichnung 2 C 39 BA. Die technischen Daten bleiben unverändert.

Das ist die Standard Elektrik Lorenz AG

Unter diesem Titel erschien eine reichbebilderte 28seitige Broschüre, die über die Betriebe, die Entwicklung und Fabrikation dieses Firmenverbandes und über die Werksgeschichte in Wort und Bild berichtet.

Magnetkern-Rechner „IBM 628“

Der neue Elektronenrechner „IBM 628“ benutzt für die Datenspeicherung und für die Durchführung von Rechenoperationen ausschließlich Magnetkerne. Die Steuerung der Maschine für die einzelnen Arbeitsprogramme erfolgt über Schaltplatten, wobei das Rechenprogramm aus bis zu 160 Einzelschritten bestehen kann. Der Magnetkernspeicher hat eine Speicherkapazität von 320 Ziffern. Die reine Rechengeschwindigkeit beträgt 5555 Additionen je Sekunde, die Zugriffszeit zu den gespeicherten Angaben 10 µs je Ziffer.

Steuerungen und Regelungen in der Technik elektrischer Antriebe

Vom 15. bis 17. Oktober 1958 veranstaltet die *VDI/VDE*-Fachgruppe Regelungstechnik im Auditorium Maximum der Technischen Hochschule in Aachen eine Tagung mit dem Thema „Steuerungen und Regelungen in der Technik elektrischer Antriebe“. Diese Tagung soll den Benutzern und Herstellern hochwertiger geregelter Antriebe einen Überblick über die in den vergangenen Jahren entstandenen Bauformen auf den verschiedensten Anwendungsgebieten unter Benutzung der in der modernen Regelungs- und Steuerungstechnik üblichen Betrachtungsweise geben. Darüber hinaus soll es aber Ziel der Veranstaltung sein, die an Antriebsproblemen auf allen Gebieten der Technik interessierten Ingenieure in die Arbeitsweise der modernen gesteuerten und geregelten Antriebe einzuführen.

ACHEMA 1958

12. Ausstellungs-Tagung für chemisches Apparatewesen



2. Bericht

DK 061.4 „1958“

Der erste Bericht über die ACHEMA 1958 war vorzugsweise der Kerntechnik gewidmet. Der nachstehende Bericht soll einige Anlagen und Geräte vorstellen, die besonders interessante Ausführungsbeispiele aus den Gebieten Meßtechnik, Steuern und Regeln sowie pH-Messung und Titration sind.

Elektrische Meßtechnik

Zwei-von-drei-System

Besonders in der chemischen Industrie und in der Reaktortechnik hat die Forderung nach größtmöglicher Sicherheit bei der Überwachung einer Meßanlage zur Entwicklung automatischer Überwachungssysteme geführt. Die Vervielfachung von Meßkanälen der gleichen Größe vermindert die Wahrscheinlichkeit des Auftretens eines sogenannten „gefährlichen Fehlers“, das heißt, Gefahrensignale führen dann auch beim Ausfallen ganzer Meßkanäle zu einer richtigen Anzeige oder zum Auslösen entsprechender Gegenmaßnahmen. Derartige Systeme geben aber auch beim Auftreten eines Fehlers in einem Meßkanal (z. B. Ausfall des Meßfühlers oder des Anzeigeinstrumentes usw.) ein entsprechendes Gefahrensignal. Um auch diese „ungefährlichen Fehler“ auszuschalten, muß man vielfachte Meßkanäle noch mit einem speziellen Auswahlssystem versehen.

Beim „Zwei-von-drei-System“ der Siemens & Halske AG sorgen besondere Schaltmaßnahmen dafür, daß die von drei Meßfühlern aufgenommene und über drei getrennte Meßkanäle geleitete Meßgröße nur dann weitergeleitet wird, wenn mindestens zwei von drei Meßwerten innerhalb bestimmter Toleranzgrenzen übereinstimmen. Außerdem werden defekte Meßkanäle ausgeschaltet und gemeldet. Dieses System ist auch zum Verarbeiten stetiger Größen (Meßwerte) geeignet, wobei es möglich ist, bei mehreren voneinander abhängigen Meßgrößen mehrere „Zwei-von-drei-Systeme“ parallel oder in Reihe zu schalten.

ELRU-Information 422

Relaislose Fernmeßanlage nach dem Impulsfrequenzverfahren

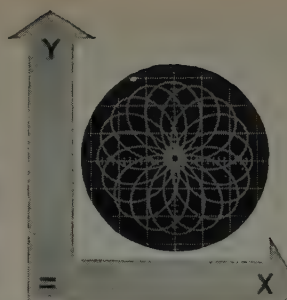
Eine interessante Fernmeßanlage hat P. Firchow Nachfr. entwickelt. Als Meßwertgeber finden rotierende Geberzähler Verwendung. Zum Messen von elektrischer Leistung, Blindleistung, Spannung oder Strom enthalten sie normale Ferraris-Systeme, die entsprechend den zu übertragenden Werten ausgelegt sind. Zur Umformung nichtelektrischer Größen bedient man sich eines Quotientenzählers, an den Widerstandsgeber angeschlossen werden können. Die Drehzahl des Geberzählers ist in jedem Fall dem Meßwert oder dem Widerstandsverhältnis am Stellungsgeber proportional. Mit Hilfe einer photoelektrischen Abtastvorrichtung, bestehend aus rotierender Lochscheibe, Glühlampe, Photozelle und Gleichstromverstärker, werden entsprechend dieser Drehzahl Gleichstromimpulse erzeugt, so daß die Impulsfrequenz abhängig von der Drehzahl und damit proportional dem Meßwert ist.

Die dem Meßwertgeber entnommenen Gleichstromimpulse dienen in einem Diodenmodulator zur Amplitudenmodulation einer Tonfrequenz. Zur Übertragung werden Frequenzen zwischen 400 und 5000 Hz mit jeweils 120 Hz Kanalabstand benutzt. Jedem Meßwert ist ein besonderer Kanal zugeordnet, dessen Tonfrequenz über Sendefilter auf den gemeinsamen Übertragungskanal gegeben wird. Am Empfangsort filtern Empfangsfilter die einzelnen Tonfrequenzen aus dem Gemisch heraus und leiten sie über einen Verstärker oder Regelverstärker auf den Demodulator, an dessen Ausgang man dann wieder die Gleichspannungsimpulse erhält. Diese steuern einen aus einem „quasi monostabilen Multivibrator“ und einem von diesem bis in den Sättigungszustand durchmagnetisierten Transformator bestehenden Impulswandler, von dessen Ausgang sich Gleichstromimpulse konstanten Flächeninhalts abnehmen lassen. Führt man diese Impulse über Dämpfungsglieder Anzeige- oder Registrierinstrumenten zu, dann ist wegen des konstanten Flächeninhalts der Gleichstromimpulse der Mittelwert dieses Gleichstromes der Impulsfolgefrequenz und damit dem zu übertragenden Meßwert proportional.

ELRU-Information 423

Lichtpunkt-Folgeschreiber „Photodyne“

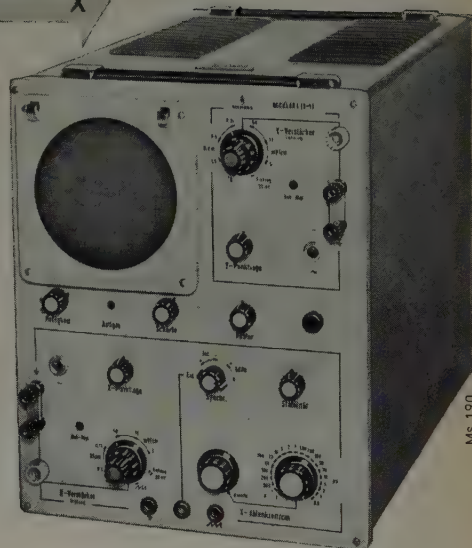
Dieser Schreiber der Firma Electronest ist speziell als Forschungsgerät dazu bestimmt, Vorgänge mit Frequenzen unter 3 Hz mit großer Genauigkeit und sehr kleinen Steuerleistungen zu registrieren. Er arbeitet nach dem Prinzip des Lichtmarken-Folgegerätes und ist unabhängig von dem Meßgerät, das mit einem elektrischen oder mit einem mechanischen Meßwerk ausgerüstet sein kann, jedoch einen Spiegel zur Ablenkung des Lichtstrahles haben muß. Ein Schlitten trägt die Schreibfeder für die Auf-



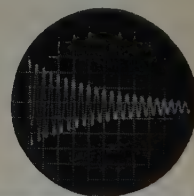
$$X = f(Y)$$

$$Y = f(X)$$

SIEMENS
MESSTECHNIK



Ms 190



$$X = f(t) \quad t \pm 3\%$$

Ein universeller Oszillograph hoher Präzision —

für Meßgrößen in Abhängigkeit sowohl von der Zeit als auch von einer anderen Meßgröße — ist unser

OSCILLAR I (X=Y)

Mit identisch aufgebauten X- und Y-Verstärkern zeichnet er Lissajousche Figuren und Kennlinien verzerrungsfrei und phasenrichtig auf. Bei einmaligen und periodischen Meßvorgängen ist die Zeitablenkung (21 auf $\pm 3\%$ genau geeichte Stufen von 6 s/cm bis 0,5 μ s/cm) direkt maßstäblich abzulesen. Die hochempfindlichen Gleichspannungsverstärker (bis 1 MHz), die auch die Wechselspannung allein verstärken, haben eine 3,5-fache Dehnungsmöglichkeit in X- und Y-Richtung.

Unsere Druckschrift SH 6425 steht zu Ihrer Verfügung.

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESellschaft
WERNERWERK FÜR MESSTECHNIK

*Im Raum auf konstanten
Schalldruck abgeglichen*



... wird der Einheits-Regelautsprecher
O 84 erst am Aufstellungsort mit dem
eingebauten Entzerrerverstärker.
Kugelförmige Abstrahlung im
gesamten Frequenzbereich.

ELEKTROMESSTECHNIK WILHELM FRANZ KG.
Lahr / Schwarzwald · Postfach 327 · Telefon 20 53

zeichnung in rechtwinkligen Koordinaten sowie die Photozelle als Empfänger zum Abtasten der Lichtmarke. Die von diesem Lichttaster abgegebene Spannung wird nach Verstärkung einem Meßmotor zugeführt, der die Abweichung zwischen der Lage der Lichtmarke und des Empfängers ausregelt. Zum Messen der Abweichungen dient ein speziell für diesen Zweck entwickelter Differential-Photowiderstand, dessen differentielle Empfindlichkeit in einer Spezialschaltung unabhängig von der Leuchtdichte der Lichtmarke ist. Der Schreiber „Photodyne“ ist mit einem Leistungsverstärker und mit einem Meßmotor sehr kleiner Trägheit ausgerüstet.

Die Dämpfung der mit einer Rückführung gesteuerten Bewegung des Schlittens erfolgt durch eine Differenzierschaltung und durch die Schaltung des Meßmotors zwischen den Katoden des Verstärkers. Dadurch ergibt sich eine schnelle und sichere Einstellung des Schlittens. Diese Ausführung der Steuerung mit Rückführung kann Beschleunigungen bis 4 m/s^2 und Höchstgeschwindigkeiten bis zu 600 mm/s ergeben. Entspricht der zu untersuchende Vorgang einer Schreibgeschwindigkeit unter 600 mm/s , so erhält man eine Aufzeichnung ohne Phasenverzerrung. Die Trennschärfe des Schreibers entspricht $0,1\%$ der Diagrammbreite.

ELRU-Information 424

Elektronischer X-Y-Schreiber „Yxograph“

Dieser Präzisions-Koordinatenschreiber der Firma W. Graef ist mit unabhängigen Zweikanal-Kompensationsverstärker ausgestattet und ermöglicht mit höchster Genauigkeit die schnelle Aufzeichnung zweier voneinander abhängiger oder unabhängiger physikalischer Größen, die sich in elektrische Werte umformen lassen. Jeder Kanal hat einen niederohmigen und einen hochohmigen Eingang. Dem Eingang des einen Kanals wird die eine veränderliche Größe, dem Eingang des anderen Kanals die abhängige Größe als Gleichspannung zugeführt. Die Empfindlichkeit (Y-Achse max. $3,6 \text{ mV}$, X-Achse max. $5,6 \text{ mV}$) läßt sich über beide Kanäle im Verhältnis $1:1$, $1:2$ und $1:5$ oder umgekehrt über einen achtstufigen Schalter bis max. $7,2 \text{ mV}$ bzw. $11,2 \text{ mV}$ einstellen. Die unbekannte Meßspannung wird an den Eingang des einen Verstärkerkanals gelegt und mit der sich automatisch einstellenden Kompensationsspannung verglichen. Ist die Spannung an der Brückendiagonale nicht Null, so wird die Differenzspannung über einen Wechselrichter in eine Wechselspannung umgeformt und absolut nullpunkt-konstant so verstärkt, daß der Zweiphasen-Ferraris-Motor den Schleifkontakt am Meßpotentiometer soweit verstellt, bis beide Spannungen gleich sind. In gleicher Weise arbeitet der Y-Kanal. Über einen neuartigen kugelgelagerten Präzisions-Kreuzachsenmechanismus wird der Schreibarm mit Einarm-Prinzip nach Graef bewegt. Die Aufzeichnung erfolgt über auswechselbare Schreibkapillaren für verschiedene Strichstärken und verschiedenfarbige Registriertinte auf eine Schreibplatte, die sich zur Auswertung abheben läßt. Der Nullpunkt ist auf alle Quadrate über beide Achsen einstellbar. Technische Daten: Einstellgeschwindigkeit Y-Achse etwa 1 s (180 mm), X-Achse etwa $1,5 \text{ s}$ (280 mm), Meß- und Zeichengenauigkeit $0,3\%$, Ablesengenauigkeit $10 \text{ }\mu\text{V}$.

ELRU-Information 425

Integrationseinheit für Kompensatoren „PT 1600“

In Verbindung mit einem Kompensator, z. B. „PR 2200“ oder „PR 2210“, integriert dieses Philips-Gerät kontinuierlich die vom Kompensator registrierte Funktion und erlaubt somit die Bestimmung des Flächeninhaltes unter einem Kurvenabschnitt. Es ist deshalb besonders geeignet für die schnelle und sichere Kurvenauswertung z. B. bei der Gas-Chromatographie. Der Flächeninhalt unter der registrierten Kurve läßt sich an einem im Gerät eingebauten Zähler und durch die Markierung der einzelnen Flächeneinheiten als Striche am linken Rande des Registrierstreifens ablesen. Zusätzlich ist der Anschluß eines elektromechanischen Zählers möglich zur Ablesung der Summe aller Striche als Maß für den Gesamtflächeninhalt.

Die Integration erfolgt mit Hilfe eines kleinen Gleichstrommotors mit permanentem Feld, dem die dem Kompensatorauschlag proportionale Spannung zugeführt wird. Damit ist die Anzahl der Umdrehungen des Motors in einem bestimmten Zeitabschnitt proportional der durch die Kurve in diesem Zeitabschnitt bestimmten Fläche. Bei jeder Motorumdrehung wird mittels einer speziellen Registriervorrichtung ein kleiner Strich auf dem Rand des Registrierpapiers aufgezeichnet. Zur Erleichterung der Ablesung wird jeder zehnte Strich den Einerstrichen entgegengesetzt aufgezeichnet. Die Integrationsgeschwindigkeit läßt sich durch Umschalten halbieren, so daß man die Strichanzahl der Geschwindigkeit des Registrierpapiers anpassen kann, um stets eine gute Ablesung zu gewährleisten. Unter der Voraussetzung, daß die Zahl der Striche größer als 100 ist, ist die Abweichung vom tatsächlichen Wert $< 1\%$. Bei Vollauschlag des Kompensators und 1200 mm/h Papiergeschwindigkeit werden $13,5 \text{ Striche/mm}$ bzw. $4,5 \text{ Striche/s}$ aufgezeichnet.

ELRU-Information 426

Kompensationsverstärker „KV“

Dieser Kompensationsverstärker von Hottinger Meßtechnik arbeitet nach dem Lindeck-Rothe-Verfahren und ist sowohl als anzeigendes Meßgerät als auch zum Anschluß von Linien- und Punktschreibern zu verwenden.

In bezug auf Meßgenauigkeit, Konstanz und mechanische Robustheit erreicht der Kompensationsverstärker nicht ganz die Eigenschaften der Kompensatoren mit motorischer Nachlaufsteuerung, zeichnet sich aber diesen gegenüber durch geringeren Aufwand und die Möglichkeit des direkten Anschlusses von stromempfindlichen Registriergeräten aus. Darüber hinaus erlaubt er eine genaue Mittelwertbildung auch bei stark schwankenden Meßwerten oder bei von Schwingungen überlagerten Meßwerten. Der Kompensationsverstärker „KV“ hat die Meßbereiche 0—5—7,5—10 mV. Der Ausgangsstrom ist auf $\pm 0,2\%$ der Eingangsspannung proportional; zulässiger Außenwiderstand 0...3000 Ω . Für Mittelwertbildung ist zusätzlich die zwischen 0 s und 20 s einstellbare Verzögerungskonstante bestimmt; Meßgenauigkeit für Mittelwertbildung 0,5%.

ELRU-Information 427

Elektrischer Meßwertdrucker

Die J. C. Eckardt AG hat einen elektrischen Meßwertdrucker entwickelt, der die Impulse pneumatischer und elektrischer Gebergeräte im Zählwerk speichert und automatisch oder auf Handauslösung den Meßwert ausdruckt. Damit läßt sich die Erfassung der Meßwerte für die Tagesbilanz in Anlagen der chemischen Industrie und der Energieversorgung automatisieren. Die Meßwerte werden durch Kontakte an mechanischen Zähleinrichtungen oder elektrischen Zählern als Impulse an die Zählwerke des Zahlendruckers weitergegeben und dort gespeichert. Gleichzeitig mit den Zählerständen können auch Datum und Uhrzeit des Abdruckes registriert werden.

ELRU-Information 428

Steuern und Regeln

Progressive Regelung

Für optimale Regelergebnisse muß die Arbeitsweise des Reglers auf das Zeitverhalten der Regelstrecke mit ihren Störquellen abgestimmt werden. Hierfür steht eine Vielzahl von Reglern vom einfachen Zweipunkt-Regler bis zum PID-Regler zur Verfügung. Die neuzeitliche Regelungstechnik ist gekennzeichnet durch den Einsatz von Nichtlinearitäten zwischen Störung und Reglereingriff. Damit erreicht man eine „Progressive Regelung“, das heißt einen starken Eingriff bei starker Störung und Ruhe im stationären Betrieb. Diese Regelungstechnik hat unter anderem den Vorteil, daß die Regelzeit verkürzt wird und man ohne Überspringen eine kleinere Regelfläche als bei linearem Betrieb erreicht. Gleichzeitig verhindert eine erhöhte Dämpfung um den Gleichgewichtszustand ein unerwünschtes Ansprechen des Reglers bei kleinen periodischen Störungen; man erhält also eine Unterdrückung des Störpegels. Schließlich sind die Regler noch unempfindlich gegen Änderungen des dynamischen Verhaltens der Regelstrecke. Beim „Teleperm“-Regler von Siemens & Halske wird die „Progressive Regelung“ dadurch verwirklicht, daß der Proportionalbereich und die Nachstellzeit mit zunehmender Regelabweichung kleiner werden. Beim „Telepneu“-Regler wird nach Überschreiten des Aussteuerbereiches die Stellgeschwindigkeit in nichtlinearer Abhängigkeit von der Regelabweichung größer.

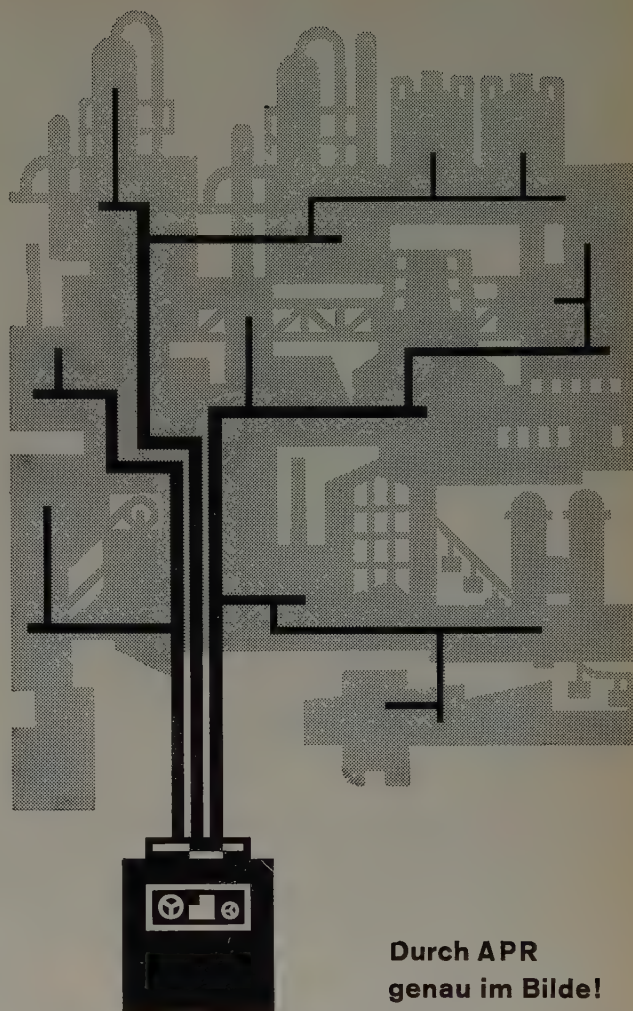
ELRU-Information 429

Neuzeitliches Baukasten-System für Regelungsanlagen

Bei der Regelung und Fernsteuerung von Verfahrensvorgängen tritt die Forderung nach freizügiger Kombination von Reglern, Meßumformern, Steuergeräten und Stellgliedern mit elektrischer oder pneumatischer Hilfskraft mehr und mehr in den Vordergrund. Aufgaben dieser Art lassen sich mit einzelnen Spezialgeräten nicht erfüllen, sondern setzen ein wohl- abgestimmtes Geräteprogramm voraus. Ein solches Programm hat Siemens & Halske mit dem elektrischen „Teleperm“-System und dem pneumatischen „Telepneu“-System verwirklicht. Es ist ein besonderer Vorzug dieser Systeme, daß sie nicht nur die verschiedenartigsten Kombinationen zulassen, sondern daß man auch von einem System zum anderen übergehen und beispielsweise einen „Teleperm“-Regler mit einem „Telepneu“-Stellglied zusammenarbeiten lassen kann.

Das „Teleperm“-System umfaßt eine nach einem Einheitsschema entwickelte Baugruppe von elektrischen Geräten, bei denen die Meßgrößen, sofern sie nicht bereits als direkt weiterzuverarbeitende elektrische Größen vorliegen, über Meßumformer in einen proportionalen elektrischen Strom umgewandelt werden. Dadurch ist es möglich, für alle Meßgrößen den gleichen Regler einzusetzen. Die „Teleperm“-Meßumformer wandeln die Meßgröße in einen proportionalen „eingepprägten“ Strom um, so daß Widerstandsänderungen der Zuleitungen ohne Einfluß bleiben. Die Meßumformer für Thermolemente, Strahlungs-pyrometer und Gasanalysegeräte bestehen im wesentlichen aus der Meßschaltung und einem magnetischen Verstärker. Die Meßumformer für Druck und Durchfluß haben ein Membran-Meßwerk, bei dem die entsprechend dem Druck oder Differenzdruck ausgeübte Kraft am Hebelarm einer Kraftwaage wirkt und gegen die Kraft eines elektrischen Tauchspulsystems selbsttätig ausgewogen wird. Der „Teleperm“-Regler „S“ ist ein magnetischer PI-Regler mit neuartiger Impulssteuerung und sowohl für Regelstrecken mit kleinen Zeitkonstanten als auch für Regelstrecken mit Totzeit und langen Anlaufzeiten geeignet. Die Stellantriebe für das „Teleperm“-System bestehen aus dem elektrischen Motor und dem Getriebe, das die schnelle Drehung der Motorwelle in die langsame Bewegung der Endwelle umsetzt. Es stehen Ventil- und Klappenantriebe für verschiedene Drehmomente zur Verfügung.

Das „Telepneu“-System wurde hauptsächlich auf Grund der geltenden Sicherheitsvorschriften in erdölverarbeitenden und verwandten chemischen Betrieben als pneumatisches System entwickelt und ist ebenso wie das elektrische „Teleperm“-System durch weitgehende Auflösung in Einzelgeräte und dadurch gegebene freizügige Kombinationsmöglichkeit gekennzeichnet. Die Meßumformer wandeln die mechanischen Meßgrößen in einen einheitlichen Luftdruck (0,2...1 kp/cm²) um, der auf einheitlich ausgeführte Regler sowie Anzeiger oder Schreiber übertragen wird. Auch alle übrigen



Durch APR
genau im Bilde!

Exakte Werte sind die Grundlage, auf der Planung, Fertigung und Verkauf eines jeden Unternehmens fußen. Aber wie zeitraubend und mühevoll ist es, den Produktionsablauf eines Betriebes zu überwachen, ihn in Zahlen, Diagrammen und Statistiken festzuhalten. Zuverlässiger und schneller schafft APR die Unterlagen — APR, ein neues IBM-System der „Automatischen Produktions Registrierung.“

APR nimmt die Daten der verschiedensten Erzeugungsprozesse unmittelbar auf, sammelt, speichert, koordiniert und überträgt sie automatisch auf die Schreibmaschine, einen Lochstreifen, oder eine Lochkarte. IBM Lochkartenanlagen oder elektronische IBM-Rechner verarbeiten diese Daten. Automatisch werden Fertigungsberichte und Kostenrechnungen geschrieben, der Materialbedarf gemeldet, Unterlagen für Versand und Buchhaltung erstellt.

IBM-Spezialisten beraten Sie jederzeit unverbindlich. IBM-Geschäftsstellen in allen größeren Städten.

IBM

AUTOMATISCHES
PRODUKTIONS-
REGISTRIERSYSTEM

IBM DEUTSCHLAND

Internationale Büro-Maschinen Gesellschaft mbH.
Hauptverwaltung Sindelfingen bei Stuttgart

Geräte, wie Sollwert-Einsteller, Stellantriebe, Stellwerke und Rechenglieder, sind auf die gleiche Spanne des Eingangs- und Ausgangsdruckes abgestimmt, so daß sich auch sehr vielgliedrige Regelanlagen aus einheitlichen Bauteilen aufbauen lassen.

Die „Telepneu“-Meßumformer arbeiten, um möglichst hohe Genauigkeit zu erreichen, ähnlich wie das „Teleperm“-System nach der Methode des Kraftvergleichs. Diese praktisch weglose Kompensationsmethode ist deshalb bei der Pneumatik von entscheidendem Vorteil, weil an die wichtigsten Bauglieder, die Federbälge, keine meßtechnischen Forderungen gestellt werden müssen. Das Hauptelement des „Telepneu“-Reglers ist ebenfalls die Kraftwaage. Eine „Telepneu“-Regelanlage wird mit Hilfe des Leitgerätes überwacht und bedient, das die Möglichkeit gibt, von der Meßwerte aus jederzeit die Arbeitsweise des Reglers und Stellgliedes zu beobachten und notfalls in den Ablauf des Regelvorganges von Hand einzugreifen. Zusammen mit dem „Telepneu“-Kleinschreiber bildet das Leitgerät eine Baugruppe in der Meßtafel. Eine große Serie von vollständigen Regelventilen verschiedener Größen und mit verschiedenen Antrieben sowie Stellantriebe für Regelklappen, Ventil- und Klappenantriebe steht für die verschiedenartigsten Anwendungszwecke zur Verfügung.

Die größte Freizügigkeit bei der Planung großer Regelstrecken bietet die Kombination der beiden Systeme „Teleperm“ und „Telepneu“. Mit wenigen zusätzlichen Einheiten ist es möglich, an jeder beliebigen Stelle des Regelkreises von der Elektrik auf die Pneumatik überzugehen oder umgekehrt. Hierfür dienen geeignete Zwischenglieder.

ELRU-Information 430

Induktive Geber

Zur Umformung nichtelektrischer Größen in proportionale elektrische Größen eignen sich induktive Geber besonders gut. Für die Übertragung von Drehbewegungen hat die AEG einen induktiven Geber mit 90° Ausschlagwinkel entwickelt. Bei Bewegung eines an der Achse befestigten, als Ringsegment ausgebildeten Eisens wird die Eintauchtiefe zweier Spulen in entgegengesetztem Sinne geändert und damit entsprechend die Induktivität beider Spulen. Als Empfangsgeräte kommen in erster Linie dynamometrische Wechselstromempfänger mit einer feststehenden Erregerspule und einer Drehspule in Frage.

Zur Fernübertragung von geradlinigen Bewegungen bis zu 250 mm sind die induktiven Längengeber bestimmt. Bei ihnen wird die Induktivität einer Meßwicklung durch mehr oder weniger tiefes Eintauchen eines Eisenstabes von 3 mm Durchmesser geändert. Längengeber sind mit Hübchen zwischen 10 und 1800 mm lieferbar. Ein Hub von 3600 mm läßt sich mit zwei aufeinandergesetzten Spulen unter Verwendung von je einem Zusatzgerät messen.

Zur genauen Regelung von Drücken benötigt man verzögerungsarme Geber hoher Ansprechempfindlichkeit und genau reproduzierbarem Verhalten. Der Druckgeber besteht im wesentlichen aus einer Rohrfeder, auf die der zu messende Druck wirkt, und dem von ihr ohne Zwischenübersetzung gesteuerten induktiven System.

ELRU-Information 431

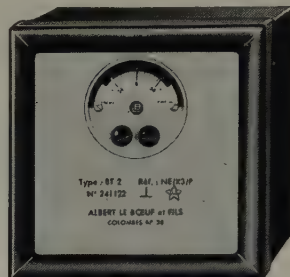
Elektronischer PID-Regler

Der elektronische PID-Regler der J. C. Eckardt AG dient zur Regelung aller physikalischen Größen, die sich in einen elektrischen Strom umwandeln lassen, und ist besonders zur Anwendung in ausgedehnten Anlagen geeignet, in denen die Übertragung der Meßwerte zur zentralen Warte elektrisch erfolgt, und für nicht explosionsgefährdete Betriebe ohne Druckluftversorgung. Der Eingangsstrom vom Meßwertwandler wird im Regler in eine Spannung umgeformt und mit der von Hand eingestellten Sollwertspannung verglichen. Die Differenzspannung als Maß für die Regelabweichung ist die Eingangsgröße für die in Reihe geschalteten Zeitglieder mit einstellbarer Proportional-, Integral- und Differentialwirkung, von denen die Integral- und die Differentialwirkung ausschaltbar sind. Der Endverstärker des Reglers liefert als Stellgröße einen Strom zur Betätigung eines elektrischen oder elektropneumatischen Stellgliedes. Technische Daten: Proportionalbereich einstellbar in 13 Stufen von 1,7...225%, Nachstellzeit einstellbar in 13 Stufen von 20 s...40 min, Vorhaltzeit einstellbar in 13 Stufen von 4 s...8 min; alle drei Werte sind unabhängig voneinander einstellbar.

ELRU-Information 432

Drehspul-Meßrelais „SB 2“ und Relais-Kombinationen „BT 2“

Das Drehspul-Meßrelais „SB 2“ (Electronest) mit verstellbaren Minimal- und Maximal-Kontakten zeichnet sich durch hohe Ansprechempfindlichkeit und ein stoß- und rüttelfestes Meßsystem mit gefederten Lagersteinen aus. Der mit der Drehspule fest verbundene Zeiger zeigt auf der Skala den Meßwert an. Auf dem Zeiger ist ein gegen die Drehspule sehr gut isolierter Platinkontakt angebracht. Die Stromzuführung für die Drehspule und die bewegliche Kontaktfahne am Zeiger erfolgt über vergoldete Spiralfedern. Die beiden von außen einstellbaren Minimal- und Maximal-Kontakte



Drehspul-Meßrelais „SB 2“

Relais-Kombination „BT 2“

können über den ganzen Meßbereich eingestellt werden. Der kleinste Abstand zwischen den einstellbaren Festkontakten ist mechanisch auf 6° (13% des Meßbereiches) begrenzt. In tropfenfester Ausführung sind die Relais mit Stickstoff gefüllt und gasdicht abgeschlossen; die Minimal- und Maximal-Kontakte sind dann nicht einstellbar. Die Ansprechempfindlichkeit ist 0,02 μ W (1 μ A oder 1 mV bei kleinstem Meßbereich), die Genauigkeit $\pm 5\%$ des Skalen-Endwertes.

Für Fernsteuerzwecke sind die Relais-Kombinationen „BT 2“ bestimmt, die das Meßrelais „SB 2“ sowie ein oder zwei Hilfsrelais enthalten, die durch die Kontakte des Drehspulrelais gesteuert werden. Die Induktanz der Hilfsrelais-Spulen wird durch einen von einem Nebenwiderstand gebildeten Nebenschluß kompensiert.

ELRU-Information 433

Regelkompensator „RK“

Kompensatoren mit motorischer Nachlaufsteuerung haben sich wegen ihrer hohen Meßgenauigkeit und großen zeitlichen Konstanz der Anzeige auch beim Einsatz in rauen Betrieben bestens bewährt. Der Regelkompensator „RK“ (Hottinger Meßtechnik) mit Rundskala von 220 mm Durchmesser ist vorzugsweise für Steuerungs- und Regelaufgaben bestimmt. Neben dem eigentlichen Kompensator enthält er ein Schaltwerk mit sechs von außen angetrennten Skalen über den gesamten Meßbereich einstellbaren Kontakten zur Auslösung der gewünschten Steuerungs- und Regelvorgänge. Die Meßgenauigkeit ist 0,5%, in Sonderausführung 0,25%, die Einstellgenauigkeit 0,1%; die Einstellzeit ist zwischen 1,2 und 5 s einstellbar.

ELRU-Information 434



Magnetischer Stellantrieb für Zweirichtungsbetrieb

Für viele Steuerungs- und Regelaufgaben benötigt man heute drehzahlsteife und dynamisch hochwertige Stellantriebe, deren Drehzahl in einem großen Bereich verstellbar oder sogar umkehrbar sein soll. Um den Antrieb viel-

DREHSPUL-MESSRELAIS

MINIMAL- UND MAXIMALKONTAKTE VON AUSSEN EINSTELLBAR.

ANSPRECHEMPFINDLICHKEIT 0,02 μ W

SCHALTRELAIS

IN DEN VERSCHIEDENSTEN AUSFÜHRUNGEN DIE AUCH ALS STECKRELAIS GELIEFERT WERDEN.

VERLANGEN SIE UNSERE DRUCKSCHRIFTEN!

ELECTRONEST
G.M.B.H.

OTTENHAUSEN-SAARBRÜCKEN · TEL. 43095



seitig verwenden zu können, muß er bei gutem Wirkungsgrad eine möglichst hohe Leistungsverstärkung haben. Beim AEG-Stellantrieb mit Gleichstrom-Nebenschlußmotor wird ein Magnetverstärker in Sonderschaltung verwendet, dem eine innere Rückkopplung PD-Verhalten mit hohen Anfahr- bzw. Bremsmomenten gibt. Außerdem ist dadurch eine schnelle und in Regelkreisen dynamisch optimale Drehzahlumkehr gewährleistet. Die Totzeit des Stellverstärkers ist nur etwa 15 ms, das Drehzahlverhältnis in beiden Richtungen etwa 1 : 50. **ELRU-Information 435**

Transistorschalter mit eigensicherem Steuerkreis

In explosions- und schlagwettergefährdeten Anlagen werden elektrische Geräte zweckmäßigerweise über „eigensichere“ Stromkreise betätigt, um schwere Gußkästen und Kabel der Schutzart „Ex“ zu vermeiden. Der AEG-Transistorschalter mit eigensicherem Steuerkreis besteht aus einer Transistor-Kippstufe, die ein robustes Relais steuert. Die in gedruckter Verdrahtung ausgeführte Kippstufe ist als Steckeinheit aufgebaut. Mit diesem Transistorschalter können die in einem explosionsgefährdeten Raum benötigten Betätigungsgeräte und Schaltelemente nun in normaler Ausführung in den eigensicheren Steuerkreis des Transistorschalters mit normalem Leitungsmaterial gelegt werden. Außer über Taster läßt sich der Transistorschalter auch über einen Photoempfänger im eigensicheren Eingangskreis schalten. **ELRU-Information 436**

pH-Messung und Titration

Direktanzeigendes pH-Meßgerät „PR 9400“

Dieses direktanzeigende pH-Meßgerät von Philips ist nicht nur für nahezu sämtliche pH- und Redoxpotential-Messungen sowie potentiometrische Titrationen geeignet, sondern daneben auch als Spannungsmesser zur Bestimmung elektrostatischer Ladungen. Die von der Elektrodenkette gelieferte Gleichspannung wird über einen Hochohm-

widerstand einem Schwingkondensator mit außergewöhnlich guten dielektrischen Eigenschaften zugeführt und dadurch in eine proportionale Wechsellspannung umgewandelt. Die in einem dreistufigen Verstärker verstärkte Spannung wird in einem Ringdemodulator gleichgerichtet und von dort aus ein Teil der Ausgangsspannung an den Eingang zurückgeführt. Im Gegenkopplungsweig liegt das in pH-Werten bzw. in Millivolt geeichte Drehspulinstrument. Da ein pH-Meter häufig unter ungünstigen Betriebsumständen arbeiten muß, wurden der Eingangskreis und der Schwingkondensator sowie der Speise- und Ausgangstransformator gesondert in einem hermetisch verlöteten Gehäuse gegen Staub und Feuchtigkeit geschützt. Der elektrische Nullpunkt des Gerätes liegt bei 7 pH. Technische Daten: Meßbereiche 0...6 pH, 3...9 pH, 8...14 pH, 0...± 1200 mV; Empfindlichkeit besser 0,01 pH bzw. 2 mV; Reproduzierbarkeit und Ablesegenauigkeit 0,01 pH bzw. 2 mV; Meßgenauigkeit max. 0,02 pH bzw. 10 mV. **ELRU-Information 437**



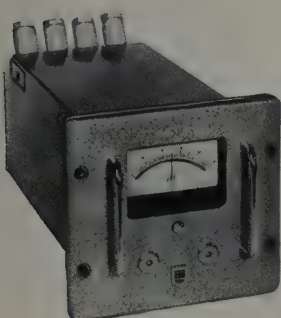
Ein direktanzeigendes pH-Meßgerät, mit dem sich fast alle pH-Messungen ausführen lassen, hat Philips in Gestalt eines tragbaren, einfach und bequem zu bedienenden Gerätes entwickelt. Die von der Elektrodenkette gelieferte Gleichspannung wird in einem stark gegengekoppelten dreistufigen Verstärker verstärkt, dessen erste Röhre als Elektrometerröhre geschaltet ist. Im Gegenkopplungskreis liegt ein empfindliches Drehspulinstrument mit in pH-Werten geeichter Skala. Da dieses Gerät mit Batteriebespeisung arbeitet, ist es für Routinemessungen und Betriebsüberwachung besonders geeignet. Der Meßbereich umfaßt die Werte 2...12 pH. Der elektrische Nullpunkt kann um max. ± 3 pH verschoben werden. Die Empfindlichkeit ist besser als 0,02 pH, die Reproduzierbarkeit und die Ablesegenauigkeit 0,02 pH. Für den Temperaturbereich 0...100°C ist eine Temperaturkorrektur eingebaut. Das pH-Meßgerät „PR 9401“ ist auch für Messungen in geerdeten Flüssigkeiten verwendbar. **ELRU-Information 438**

pH-Meßgerät „PR 9401“ für Batteriebetrieb

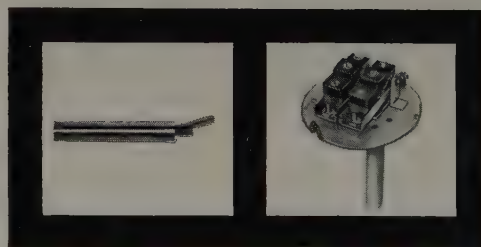
Das neue pH-Meßgerät „PR 9402“ in Einschubform (Philips) gleicht im elektrischen Aufbau dem Universal-pH-Meßgerät „PR 9400“. Es eignet sich vor allem für die Verwendung in Mehrstellenanlagen, da es mit seinem niederohmigen Ausgang vor die Umschalteneinrichtung geschaltet werden kann. **ELRU-Information 439**

Industrie-pH-Meßgerät „PR 9402“

Das neue pH-Meßgerät „PR 9402“ in Einschubform (Philips) gleicht im elektrischen Aufbau dem Universal-pH-Meßgerät „PR 9400“. Es eignet sich vor allem für die Verwendung in Mehrstellenanlagen, da es mit seinem niederohmigen Ausgang vor die Umschalteneinrichtung geschaltet werden kann. **ELRU-Information 439**



Fenwal



++

Temperatur-Regelung und Temperatur-Alarmierung

sind zwei wichtige Faktoren in der Betriebssicherung thermischer Systeme. Verschiedene Fenwal-Funktionsprinzipien stehen heute zur Verfügung, um Temperaturregelungsprobleme - auch solche die anscheinend außerhalb der bisherigen technischen Möglichkeiten liegen - zu lösen. Fenwal-Temperatur-Regelungsgeräte - vom Miniatur-Thermostaten bis zum elektronischen, anzeigenden Regler mit Thermistorfühler - sind Präzisionsgeräte mit außerordentlich geringen Meßtoleranzen. Selbst komplizierte Aufgaben wie die Ausrüstung von künstlichen Erdsatelliten mit thermischen Meßinstrumenten hat Fenwal gelöst. Haben Sie schwierigere Probleme?



MOTOCO

MOTOCO GmbH, Abt. Temperatur-, Meß- und Regelgeräte, Stuttgart 0, Neckarstr. 63

LANGSKALEN-INSTRUMENTE



*stopfsicher
für jede Meßgröße
Gehäuse 48-744*

WEIGAND

ERLANGEN / BAYERN

Industrieschaltgeräte nach VDE 0660/52

EBERLE & CO NÜRNBERG · OEDENBERGER STR. 57/65
ELEKTRO-GMBH

Elektronische Relais
 Schweißzeitbegrenzer
 Dämmerungsschalter
 Lichtstrahlsteuerungen

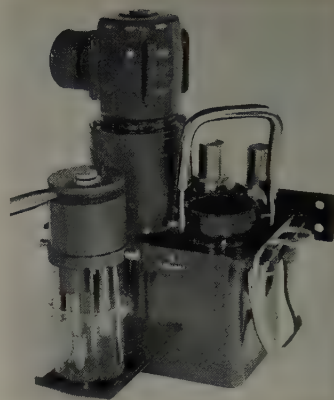
Ülfeuerungsautomaten nach DIN 4787
 Quecksilberrelais aller Art
 Zeitschaltwerke
 Drehmesserschalter

Silizium-Halbleiter

Temperaturregler und -begrenzer

pH-Geber mit gebürsteter Glaselektrode

Beim Dauerbetrieb von pH-Gebern setzt sich bei schmutzigen Abwässern oder bei Lösungen mit kolloidalen Bestandteilen mit der Zeit ein Belag auf den Elektroden ab, der die pH-Anzeige verfälscht. Um derartige Lösungen im Dauerbetrieb messen zu können, hat Siemens & Halske ein Verfahren zur selbsttätigen Elektrodenreinigung entwickelt, bei dem mit einer motorisch angetriebenen Bürste die Oberfläche der Glaselektrode periodisch gesäubert wird. Um den Abrieb der Elektrode kleinzuhalten, wird die Bürste nur alle 15 Sekunden kurzzeitig an der Elektrode vorbeigeführt und außerdem die Drehrichtung des Armes, an dem die Bürste befestigt ist, etwa alle 10 Minuten gewechselt, um die Glasoberflächen von beiden Seiten gleichmäßig zu reinigen. Die Wartung des pH-Gebers wird dadurch erleichtert, daß zum Überprüfen der Elektrodenkette mit Hilfe von Pufferlösungen oder Laugen der Halteflansch mit den Elektroden in einen dafür vorgesehenen Halter eingehängt werden kann. **ELRU-Information 440**

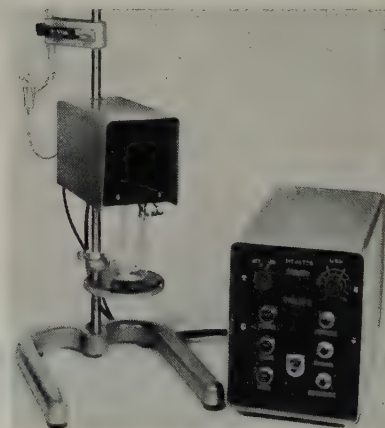


Automatischer Titrator Modell „K“

Für Routine-Titrationen ist das Modell „K“ der Beckman Instruments GmbH besonders geeignet, denn der Laborant kann während der Titration anderen Arbeiten nachgehen, und zum anderen arbeitet der Titrator sehr schnell, da der Titer rascher zugegeben und der Titrations-Endpunkt nicht überschritten wird. Der Endpunkt ist elektronisch festgelegt, und deshalb werden alle Titrationen mit größter Genauigkeit ausgeführt. Weiterhin ist das Gerät in der Lage, bis zu vier Büretten zu steuern. Ebenso ist der automatische Titrator als pH-Meßgerät zu verwenden und hält bei der pH-Regelung den pH-Wert in einem Reaktionsgefäß konstant.

Nach Hochschieben des Probenglashalters setzt sich automatisch das Rührwerk in Betrieb und löst den Zufluß des Titors aus. Die elektronische Steuerung regelt die Zufuhr des Titors und schaltet genau im Endpunkt ab. Nachdem das elektromagnetische Ventil etwa 95% des Titors zugegeben hat, tritt ein besonderer Schaltkreis in Tätigkeit, der den Zufluß des Titors langsam verringert und dadurch präzise Titrationen durch vorsichtiges Annähern an den Endpunkt gewährleistet. Für manuelle Titrationen ist die automatische Ventilregelung abschaltbar. Die Titrationsgenauigkeit ist besser als 0,05 pH oder 5 mV, die durchschnittliche Titrationsdauer 1 1/2 min und der pH-Bereich 0...14 pH. **ELRU-Information 441**

Automatischer Titrator „PR 9450“



Einen auch von ungeschulten Kräften zu bedienenden automatischen Titrator für alle Titrationen mit genügend großem Potentialsprung hat Philips herausgebracht. Der automatische Titrator „PR 9450“ besteht im Prinzip aus einem Rührwerk und einem elektronischen Steuerteil, der auf Grund der zweiten Ableitung der Titrationskennlinie den Endpunkt einer Titration bestimmt und die Zufuhr der Titrierflüssigkeit durch Schließen des Zufuhrventils beendet. Die zwischen einer Platin- und Platin/Rhodium-Elektrode herrschende Potentialdifferenz wird nach entsprechender Verstärkung zweimal differenziert und mit der so

erhaltenen Ausgangsspannung ein Thyatron gesteuert, das über ein Relais das Ventil der Bürette betätigt. Der Titrationsverstärker hat einstellbare Zeitverzögerung (1...10 s), so daß sich das Gerät durch den beim Einschalten auftretenden Potentialsprung nicht abschalten kann. Das Ende der Titration zeigt eine Kontrolllampe an. Die Titriergenauigkeit ist im allgemeinen genauer als bei Hand-Titration. Technische Daten: Ansprechempfidlichkeit 1...2 mV/s, Durchflußgeschwindigkeit der Titrierlösung 2...12 cm³/min, Druckknopfsteuerung für Rührwerk, Ventil, automatisches Rühren und Ventil. **ELRU-Information 442**

Temperaturmessung

Strahlungs-pyrometer „Ardofot S“

Auch bei Strahlungs-pyrometern verlangt man heute immer kürzere Ansprechzeiten. Als Strahlungsempfänger sind deshalb Photodioden besonders geeignet, bei denen der Kristall in einem Metallgehäuse von nur 1 cm

Länge gekapselt ist. Wegen dieser kleinen Abmessungen sprechen die Dioden nicht nur auf Strahlungsschwankungen bis zu 100 kHz noch an, sondern man kann auch kleinere Objekte anvisieren und über größere Entfernungen ausmessen. Im „Ardofof S“ von Siemens & Halske sind die Temperaturabhängigkeit des Dunkelstroms und der Temperaturgang des Photostroms, die die Messung beeinflussen, durch eine Kompensationschaltung aufgehoben. Die benutzten Germanium-Photodioden haben den Vorteil, keine Alterungserscheinungen aufzuweisen. Das Maximum der spektralen Empfindlichkeit liegt im ultraroten Bereich bei etwa 1,5 μ . Die Photodiode ist im „Ardofof S“ als Photoelement geschaltet. Sie gibt also Spannungen ab, die von Präzisions-Meßinstrumenten und Oszillografen unmittelbar angezeigt oder über Verstärker auf Schnellschreiber oder Schnellschalter gegeben werden können. Wegen der kurzen Ansprechzeit ist das Instrument zum schnellen Auslösen von Abschaltvorgängen besonders gut geeignet.

ELRU-Information 443

NEUE BÜCHER

Nachrichtentechnische Fachberichte

Herausgegeben von J. Wosnik. Verlag Friedr. Vieweg & Sohn, Braunschweig.

Bd. 6: **Nachrichtentechnik**. IV, 188 S. m. 261 B. DIN A 4. Preis kart. m. Leinenrücken 18,— DM.

Dieser sechste Band der NTF bringt Beiträge aus den Themengruppen „Theorie der Signale“, „Verkehr und Betrieb in der Vermittlungstechnik“, „Richtfunksysteme für breite Frequenzbänder und Einzelprobleme der Funktechnik“ sowie „Miniaturtechnik und ihre Bauelemente“, über die auf einer NTG-Fachtagung anlässlich der 49. VDE-Hauptversammlung vorgetragen wurde. Von den 40 Beiträgen seien besonders die nachstehenden erwähnt: Probleme der Beherrschung der troposphärischen Ausbreitung (Großkopf), Ergebnisse von Ausbreitungsmessungen an einer 15-GHz-Strecke (Wille), Neuere Erkenntnisse bei der Entwicklung von Wendelantennen (Herz und Stöhr), Richtantennen mit besonderen Aperturformen (Koch), Miniaturrelais (Darr), Gedruckte Schaltungen (Donn) und Baugruppenteknik (Stecher).

Bd. 7: **Fernwirktechnik**. II, 34 S. m. 65 B. DIN A 4. Preis kart. m. Leinenrücken 6,— DM.

Dieses Heft enthält sieben bemerkenswerte Veröffentlichungen, die die vielseitigen Anwendungsmöglichkeiten in der Elektrizitätsversorgung (Dennhardt), in einer Pumpspeicher-Kraftwerkgruppe (Braun), im Bereich des Bayernwerkes (Lautensach) sowie in der Gasversorgung (Thalhofer) und in Wasserversorgungsanlagen (v. Grundherr) zeigen. Der letzte Beitrag ist dem neuen Gleisbildstellwerk Frankfurt a. M. (Kümmel) gewidmet.

Bd. 8: **Netzwerksynthese**. IV, 64 S. m. 92 B. u. 4 Taf. DIN A 4. Preis kart. m. Leinenrücken 4,— DM.

Die auf der NTG-Fachtagung „Netzwerksynthese“ gehaltenen Vorträge sind in diesem Heft zusammengefaßt worden. Sie behandeln unter anderem Filter und Laufzeitentzerrer für die Fernsehübertragung auf Kabeln (Keil), Katalogisierte Filter (Glowatzki), Negative Widerstände mit Transistoren in der Netzwerksynthese (Saraga) und Steile Quarzfilter großer Bandbreite in Abzweigschaltung (Poschenrieder).

Bd. 10: **Fernwirktechnik II**. II, 85 S. m. 156 B. DIN A 4. Preis kart. m. Leinenrücken 14,— DM.

Die Kölner Tagung für Fernwirktechnik (12. bis 14. Juni 1957) ließ erkennen, daß die Betriebspraktiker nicht minder an diesem Fachgebiet interessiert sind als die reinen Fernwirktechniker und Fernmeldetechniker. Es wurden deshalb die praktischen Anwendungen in den Vordergrund gestellt, um aufzuzeigen, wie sich die in der Praxis auftretenden Probleme in wirtschaftlicher Art und Weise mit den Bausteinen und Verfahren der Fernmeldetechnik lösen lassen. Kennzeichnend für die Tendenz sind beispielsweise die Vorträge Aufgaben der Fernwirktechnik im Luftverkehr (Zetzmann), Fernsteuerung mittels Funk im Braunkohlenbergbau (Herrmann), Fernmessung im Verbundbetrieb (August), Fernsteuerung und Fernüberwachung von Nachrichtenanlagen (Bartels) und Elemente der Fernwirktechnik in der chemischen Industrie (Peinke). Daneben stehen weitere Beiträge von mehr grundsätzlicher Bedeutung wie zum Beispiel Phasenwinkelmeßgeräte für Gleichstromkreise (Lindrum), Anwahlfernmessung nach dem Impuls-Code-Verfahren (Willrett) oder Wertübertragung durch binäre Systeme und ihre Bedeutung für die Fernwirktechnik (Steiner).

Rdt.

Alle besprochenen Bücher können bei der HELIOS Buchhandlung und Antiquariat GmbH, Berlin-Borsigwalde, bestellt werden

Kienzle

stellt vor:

Z 100



Elektronisches Strahlungszählgerät

Kleines, leichtes, robustes Zählgerät für Messungen mit GM-Zählrohr. Impulsvorwahl, eingebautenetzunabhängige Stoppuhr, Lautsprecher und Ratemeter.

Modernste röhrenlose Schaltungstechnik. Anschlußmöglichkeit für Recorder und Drucker.

KIENZLE APPARATE GMBH VILLINGEN-SCHWARZWALD

ELEKTRONISCHE STEUER- UND REGELGERÄTE

ELEKTRONISCHE ZEITRELAIS
PROGRAMMSTEUERUNGEN
DEKADEN FÜR SCHNELLZÄHL-
EINRICHTUNGEN UND ANDERE
ANWENDUNGEN
KONTAKTSCHUTZRELAIS
SCHWEISSZEITBEGRENZER
LICHTELEKTRISCHE STEUERUNGEN

ELEKTRO-APPARATE- UND RELAIS-BAU

VONA



GEBR. v. ALTEN
KRONBERG IM TAUNUS

FERNRUF 2534 • FERNSCHREIBER 041 1298

Stellenanzeigen

Chiffreanzeigen Adressierung wie folgt: Chiffre . . . ELEKTRONISCHE
RUNDSCHAU, Bln.-Borsigw., Eichborndamm 141 - 167

Wir suchen einige

ELEKTRONIK- INGENIEURE

für die Entwicklung von
elektromedizinischen und
industriellen NF-Verstärkern
und Registriergeräten.
Gründliche theoretische
und praktische Kenntnisse
der Transistortechnik
und Befähigung zur Führung
einer Entwicklungsgruppe
sind zwar nicht Bedingung,
werden aber
besonders bewertet.

Ferner suchen wir einige

ELEKTRONIK- MESSTECHNIKER

zur Mitarbeit
auf dem vorher erwähnten
Entwicklungsgebiet.
Unser Betrieb bietet
initiativen und dabei
gewissenhaften Mitarbeitern
einen sehr angenehmen
Wirkungskreis.

Bewerbungen mit den üblichen Unterlagen erbeten an

FRITZ HELDIG & CO., G.m.b.H.

Fabrik wissenschaftlicher Apparate

Freiburg im Breisgau, Heinrich-von-Stephan-Straße 4

Bedeutende Rundfunk- und TV-Fabrik im Süden Brasiliens

sucht für sofort

Labor-Ingenieur oder Techniker

für das Radio- und Fernsehgebiet, mit gründlicher theoretischer
Vorbildung und guten praktischen Kenntnissen.

Die Bewerber sollen nicht nur die Entwicklung der Geräte bis
zum Fabrikationsmuster vollständig beherrschen, sondern auch
in der Lage sein, elektrische Hilfgeräte selbst zu entwickeln und
zu vervollkommen.

Der Anstellungsvertrag für diese gut dotierte Stellung ist zunächst
für 3 Jahre vorgesehen. Die Kosten für Hin- und Rückreise werden
voll erstattet. Portugiesische oder spanische Sprachkenntnisse sind
erwünscht, jedoch nicht Bedingung, da eine Reihe der leitenden
Mitarbeiter die deutsche Sprache beherrschen.

Bewerbungen mit handgeschriebenem Lebenslauf, Lichtbild, Ab-
schriften der entsprechenden Schul- und Berufszeugnisse sowie
Angabe von Referenzen erbeten unter FMZ 1071 an Anzeigen-
Fackler, München 1, Weinstraße 4.

Elektronik-Montagen

Leistungsfähiger Mittelbetrieb in Südhessen sucht zur Aus-
lastung einer im Aug./Sept. freiwerdenden Teilkapazität

Montagearbeiten elektronischer Geräte

auch Untergruppen, möglichst in größeren Serien.

Wir übernehmen auf Wunsch auch gern die Konstruktion
nach vorliegenden Schaltbildern oder Labormustern.

Unsere etwa 120 langjährig eingearbeiteten Mitarbeiter
verfügen über alle notwendigen Einrichtungen und sind
zügige Qualitätsarbeit gewöhnt.

Angebote erbeten unter GG 1359 an REUTER-WERBUNG, Darmstadt

Elsevier's Fachwörterbuch für Elektronik und Wellenleiter

Amsterdam 1957, Elsevier Publishing Company. 628 S. 15×23 cm.
Preis in Kunstleder geb. 55,— DM.

Für den Fachmann ist es heute mehr denn je notwendig, das ausländische
Schrifttum sorgfältig zu studieren und für die eigenen Arbeiten auszu-
werten. Dabei ist ein gutes Fachwörterbuch ein unentbehrliches Hilfs-
mittel. Der auf dem Gebiet der Elektronik und Wellenleiter arbeitende
Ingenieur begrüßt es deshalb, in dieser Elsevier-Publikation eine gut aus-
gewählte Zusammenstellung von über 2000 Fachausdrücken zu finden.
Der Hauptteil bringt in alphabetischer Ordnung die englischen Fachwörter
mit kurzen Erklärungen in englischer Sprache, wobei streng zwischen
amerikanischen und britischen Formen unterschieden ist. Daneben stehen
dann jeweils die Übersetzungen der Fachwörter in französischer, spani-
scher, italienischer, niederländischer und deutscher Sprache. Es folgen dann
— in getrennten Abschnitten — die Fachausdrücke der anderen Sprachen
in alphabetischer Ordnung mit Zahlenhinweisen auf die durchnummerier-
ten englischen Fachwörter, so daß es leicht möglich ist, jeden Fachausdruck
in jeder der anderen Sprachen aufzufinden. Die gute und übersichtliche
Anordnung des Textes sowie das handliche Format und der flexible, dauer-
hafte Einband machen dieses Fachwörterbuch zu einem internationalen
Nachschlagewerk von bleibendem Wert. Rö.

Handbuch des Rundfunk- und Fernseh-Großhandels 1958/59

Herausgegeben vom Verband Deutscher Rundfunk- und Fernseh-
Fachgroßhändler (VDRG) e.V., bearbeitet von der Redaktion der
FUNK-TECHNIK. Berlin 1958, VERLAG FÜR RADIO-FOTO-
KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde. 342 S. DIN A 5.
Preis brosch. 4,50 DM.

Zum neunten Male erschien jetzt dieses traditionell gewordene Handbuch,
das in der gewohnten Ausführlichkeit und Vollständigkeit wiederum einen
umfassenden Überblick über das Angebot der deutschen Rundfunk-, Fern-
seh- und Phono-Industrie bringt. Nahezu alle Geräte werden auch im Bild
vorgestellt, und es ist ein besonderer Vorzug dieses bewährten und in der
Branche beliebten Kataloges, daß alle technischen Angaben zu den Geräten
in so gleichartiger Form gemacht werden, daß es besonders leicht ist, die
technisch charakteristischen Merkmale miteinander zu vergleichen. In
übersichtlicher Zusammenstellung findet man hier alle wichtigen Geräte
folgender Gruppen: Rundfunk-Empfänger und Phonokombinationen ·
Musik- und Phonomöbel · Fernseh-Empfänger · Reise-Empfänger · Auto-
Empfänger, Zerhacker und Wechselrichter · Phonogeräte und Tonab-
nehmer · Magnetongeräte, Magnettonbänder · Verstärker · Röhren, Halb-
leiterdioden, Transistoren. Mit dieser neuen Ausgabe des Handbuches
steht damit wiederum dem Techniker ebenso wie dem Kaufmann ein dem
Stand von Heute entsprechendes Hilfsmittel zur Verfügung, das bereits
seit Jahren seinen festen Platz in der Branche gefunden hat. R.

Problems in Electronics with Solutions

Von F. A. Benson. London 1958, E. & F. N. Spon Ltd. 219 S.
14×22 cm. Preis in Ganzl. geb. 36 s.

Den Studierenden an Hoch- und Fachschulen ist dieses in leicht verständ-
lichem Englisch geschriebene Buch als Ergänzung zu dem in der Vorlesung
gebotenen Stoff ebenso zu empfehlen wie zum Selbststudium. In 21 Ab-
schnitten sind 282 zweckmäßig ausgewählte Aufgaben aus den verschiede-
nen Gebieten zusammengefaßt, zum Beispiel Schaltungstechnik, Röhren-
ersatzschaltungen, elektronische Rechenschaltung, Übertragungsleitun-
gen und Netzwerke, Wellenleiter, Filter, Antennen, Meßtechnik. Wo
es zweckmäßig ist, erläutern klare Schaltbilder die Problemstellung. Die
im zweiten Teil zusammengefaßten Lösungen sind klar und übersichtlich,
so daß es nicht nur möglich ist, die Richtigkeit der eigenen Rechnung zu
kontrollieren, sondern auch falsche Gedankengänge beim Ansatz der
Lösung aufzudecken. —th

Röhren-Taschen-Tabelle

7. Auflage, München 1957, Franzis-Verlag. 158 S., 12×18 cm. Preis
broch. 4,90 DM.

Die neue Auflage dieser bekannten Röhren-Tabelle enthält alle bis Oktober
1957 in Deutschland, Österreich und der Schweiz erschienenen Röhren,
soweit sie für die Bestückung von Rundfunk- und Fernseh-Empfängern
sowie für Übertragungsanlagen und Meßgeräte bestimmt sind. Wegen ihrer
steigenden Bedeutung sind moderne amerikanische Röhrentypen ebenfalls
aufgeführt. Die übersichtliche Zusammenstellung der wichtigsten techni-
schen Daten und der Sockelschaltungen macht dieses handliche Buch zu
einem nützlichen Arbeitsmittel für jeden im Labor oder in der Werkstatt
tätigen Ingenieur und Techniker. R.

Anfertigung von Schaltbildern durch Ing. Seifert

Reinbek, Bez. Hamburg, Wohltorfer Straße 12

ELRU - Informationen

Wünschen Sie ausführliche Informationen über die in diesem Heft besprochenen Geräte und Anlagen oder über die im Anzeigenteil angekündigten Erzeugnisse?

Dann geben Sie uns bitte auf anhängender Karte durch Ankreuzen der jeweiligen Kennzahlen Ihre Wünsche bekannt. Wir geben Ihre Wünsche gern kostenlos und ohne Verbindlichkeiten für Sie an die Hersteller weiter.



ELRU - Informationen

Neue Erzeugnisse • Industrie-Druckschriften

BASF

Mitteilung für alle Tonbandfreunde, Nr. 16

Neben Angaben über das neue „Doppelspielband LGS 26“ findet man u. a. eine Zusammenstellung der Eigenschaften der BASF-Tonbänder. **ELRU-Information 400**

Beckman

Im Blickpunkt der Fachwelt

Die 16seitige Druckschrift gibt einen Überblick über das Fertigungsprogramm der Firma für Labortechnik, Verfahrenstechnik und elektronische Impulstechnik sowie über Rechenmaschinen und Präzisions-Dreh- und -Wendelpotentiometer. **ELRU-Information 401**

Elektro-Spezial

Industrie-Elektronik, Nr. 2/58

Die Beiträge „Anpassungsmessungen und Messungen von Impedanzen im UKW-Gebiet mittels Wobblers, Oszillograf und einer langen Meßleitung“ und „Zur Praxis der Anwendung radioaktiver Isotope als Indikatoren“ werden in diesem Heft abgeschlossen. Ferner enthält das Heft u. a. Hinweise auf neue technische Geräte sowie die Fortsetzung des Beitrages „Dehnungsmessungen an technischen Porzellanen“. **ELRU-Information 402**

Intermetall

Silizium-Germanium-Halbleiter

Einen ausführlichen Überblick über Transistoren, Gleichrichter, Dioden und Zenerdioden bringt dieses neue Heft, das u. a. auch allgemeine Hinweise für die Anwendung von Halbleitern, Berechnungsformeln für Stabilisierungsschaltungen mit Zenerdioden, Vierpolformeln und Formeln zur Berechnung der wichtigsten Größen einer Transistor-Verstärkerstufe sowie Anwendungsbeispiele für diese Halbleiter-Bau-elemente enthält. **ELRU-Information 403**

Motorola

Leistungstransistoren

Die neuentwickelten Typen 2N627...2N630 sind besonders für Anwendungen in der NF-Technik und für Schaltaufgaben geeignet. Der maximal zulässige Kollektorstrom ist 10 A bei Kollektorbasissspannungen von 40, 60, 80 oder 100 V. Für 30°C Umgebungstemperatur sind 50 W Kollektorverlustleistung zugelassen. Der thermische Uebergangswiderstand liegt unter 1,2°C/W. **ELRU-Information 404**

Muirhead

Synchros

In übersichtlicher Tabellenform sind in der neuen Ausgabe B

(Juli 1958) die technischen Daten aller Synchros zusammengestellt. Weiterhin wird eine Prüfeinrichtung für Synchros vorgestellt. **ELRU-Information 405**

Nickel-Informationsbüro

Nickel-Berichte, Nr. 7/58

Das neue Heft enthält zahlreiche Schrifttumsauszüge aus allen Gebieten, die sich u. a. mit Nickel als Metall und in Legierungen beschäftigen, ferner über Anwendungen von Nickel und dessen Legierungen für Baustähle sowie korrosions- und hitzebeständige Legierungen. Ein technischer Beitrag behandelt die moderne Fernseh-bildröhre. **ELRU-Information 406**

Novotechnik

Begriffe und Bezeichnungen zur Technologie der Feindrahtpotentiometer

Diese Firmendruckschrift hat in hervorragender Weise Begriffe festgelegt, die sich auf Anforderungen beziehen, die für bestimmte Verwendungszwecke an Feindraht-Meß- und -Rechenpotentiometer zu stellen sind. Dadurch ist dem Verbraucher eine Möglichkeit gegeben, sich über die verschiedenen Begriffsinhalte eine klare Vorstellung zu machen und Mißverständnisse über die Verwendungsgrenzen der Feindrahtpotentiometer zu vermeiden. Die

Druckschrift ist berufen, einen klärenden Beitrag für die später notwendig werdende Normung der Begriffe und Bezeichnungen zu leisten. **ELRU-Information 407**

Philips

Kinotechnik, Nr. 28/58

Der Beitrag „Die Herstellung von Schallplatten“ wird fortgesetzt. Weiterhin enthält das Heft u. a. Beiträge über „Das technisch ideale Kino“ und „Die filmtechnische Ausbildung an der Fachschule für Optik und Phototechnik, Berlin“. **ELRU-Information 408**

Rafena-Werke

Wobbelmeßsender „WMS 232 A“

Dieser Wobbelmeßsender dient zur oszillografischen Darstellung der Amplituden-Frequenz-Charakteristiken von breitbandigen Vierpolen im Bereich der in der UHF-Technik häufig benutzten Zwischenfrequenz 75 MHz. Technische Kurzdaten: Frequenz bei abgeschaltetem Hub 75 MHz, Frequenzhub ± 20 MHz, Ausgangsspannung - (kontinuierlich regelbar) $10 \mu V_{eff}$...100 mV_{eff}, Frequenzabhängigkeit der Ausgangsspannung $< \pm 3\%$ bei 40 MHz Hub, Klirrfaktor $< 10\%$. **ELRU-Information 409**

9

1958



enthält in den August-/Septemberheften u.a. folgende Beiträge:

2. Augustheft 1958 (Nr. 16)

Vorschriften und Leitsätze für Antennenanlagen
 »EL 3522« • Ein neues Magnetfongerät
 Bandbreite, Kellfaktor und Bildauflösung beim Fernsehen
 Autosuper »Paladin ND 484« mit Niederspannungsröhren und Transistoren
 Die drahtlose Fernsteuerung elektrischer Lokomotiven
 Getastete Regelung mit Schwarzpegelhaltung
 20-Watt-Modulationsverstärker in Theorie und Praxis
 Umschalt-Roboter für Netz/Batterie-Betrieb von Rundfunkempfängern
 Ein Gerät zur automatischen Programmvorwahl bei Magnetfongern
 Quecksilberstrahl-Kontaktgleichrichter als
 Stromversorgungs- und Triebwerksartgerät für Flugzeuge
 Gleichspannungsmeßgerät mit hohem Eingangswiderstand
 für kleine Meßspannungen
 Wirkungsweise und Schaltungstechnik der Elektronenröhre (25)

1. Septemberheft 1958 (Nr. 17)

Hans Rukop zum Gedächtnis
 Elektronische Landesfernwahl
 Die Schaltungstechnik der PC 86
 Das pH-Meßgerät
 Der 4. Kongreß der Region I der IARU in Bad Godesberg
 Moderner KW-Zweikreisempfänger »Newcomer II«
 Tastköpfe für den Transistor-Signalverfolger
 Eine Wiedergabeanlage für hohe Ansprüche — Weiterentwicklung
 Wirkungsweise und Schaltungstechnik der Elektronenröhre (26)

FT-Kurznachrichten • Persönliches • Aus dem Ausland
 Aus Zeitschriften und Büchern
 Beilagen: Transistor-Schaltungstechnik • Der Oszillograf als Meßgerät

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH • Berlin-Borsigwalde

Standard Elektrik Lorenz Selengleichrichtersätze

Eine über 100 Seiten starke Druckschrift gibt allgemeine Informationen über Selengleichrichtersätze und enthält fernerhin sehr ausführliche Auswahl-tabellen der Selengleichrichtersätze für Selbst- und Fremdkühlung mit genauen technischen Angaben und Maßskizzen.

ELRU-Information 410

Siliziumgleichrichter für 10A

Über die vorläufigen Daten der Siliziumgleichrichter SiG 100/10, SiG 200/10 und SiG 350/10 für 10 A Richtstrom und Spitzenspannungen von 100, 200 und 350 V unterrichtet der 4seitige Prospekt „L 632/1“.

ELRU-Information 411

Spezialröhren

Die technischen Daten von Weitverkehrsröhren, Anzeigeröhren, Laufzeitröhren, Spezial-Bildröhren und Photozellen sind in der „Technischen Mitteilung für die Industrie, Nr. 63“ in übersichtlicher Tabellenform zusammengestellt.

ELRU-Information 412

Technopan

Neue Preislisten

Für europäische und amerikanische Röhren sowie für Spezialröhren erschien die neue Preisliste 1958. Eine weitere Liste enthält

die Preise für Dioden und Transistoren der Firmen Texas Instruments und General Transistor.

ELRU-Information 413

Telefunken

Eine neue Elektronenstrahlröhre für Impulsozillografen

Die DG 13—18 mit 10 kV Gesamtbeschleunigungsspannung ist in hervorragendem Maße für die Impulsozillografie geeignet. Über Aufbau, besondere Eigenschaften und technische Daten unterrichtet die „Röhren- und Halbleitermitteilung 58 01 31“.

ELRU-Information 414

Die physikalische Bedeutung der Elemente in der Transistor-Ersatzschaltung

Für den Transistor kann man eine Ersatzschaltung entwickeln und mit gutem Erfolg zur Lösung von Verstärkeraufgaben einsetzen, die in ihrem Kern ein π -Glieder bildet, dem noch der Basiswiderstand vorgeschaltet ist. Die physikalischen Vorgänge im Transistor und die ihnen zugeordneten Elemente der Ersatzschaltung sind in den „Röhrenmitteilungen für die Industrie 570928“ ausführlich behandelt.

ELRU-Information 415

Vorsichtsmaßnahmen beim Umgang mit Transistoren und Dioden

Bei der Verwendung von Transistoren und Dioden sind gewisse

Vorsichtsmaßnahmen zu beachten, um eine Beschädigung dieser Bauelemente beim Einbau zu vermeiden. Die Druckschrift 458 enthält zahlreiche praktische Hinweise für den im Labor und in der Fertigung tätigen Ingenieur und Techniker.

ELRU-Information 416

Valvo

Leistungsgleichrichter mit Germanium-Flächendioden OA 31

Daten der Gleichrichtereinheiten und der Einzeldioden OA 31 (mit Kurven) sowie eine Beschreibung des Aufbaus dieser Diode enthält ein neuer vierseitiger Prospekt.

ELRU-Information 417

Miniatur-GM-Zählrohr

Für den Aufbau kleiner Strahlungsmeßgeräte steht der Typ 18509 zur Verfügung, der für die Messung von Gamma- und harten Beta-Strahlen geeignet ist. Dieses Miniatur-Zählrohr ist bei etwa 5 mm Durchmesser etwa 25 mm lang.

ELRU-Information 418

Druckglas-Durchführungen

In das umfangreiche Programm der vakuumdichten, korrosionsfesten Glasdurchführungen sind

jetzt auch nach einem neuen Verfahren hergestellte Druckglas-Durchführungen aufgenommen worden. Sie sind vakuumdicht, tropenfest, bis 10 atü druckfest und haben hohen Isolationswiderstand.

ELRU-Information 419

Miniatur-Drehkondensator

Unter der Typenbezeichnung „AC 1023“ ist ein Zweifach-Drehkondensator mit Luftdielektrikum in Miniaturausführung lieferbar, der sich besonders zum Aufbau von Kleinstempfängern eignet. Kapazität: 190 pF (Eingangskreis) und 64 pF (Oszillator); Anfangskapazität <10 pF.

ELRU-Information 420

Zuse

Elektronisches Rechengerät „Z 22“

Die „Z 22“ ist ein programmgesteuertes elektronisches Rechengerät mit besonders einfachem Aufbau und großer Programmflexibilität. Die Eingabe erfolgt über Lochstreifen und wird auf Magnettrommel gespeichert. Alle Unterprogramme sind durch einen einzigen Befehl an beliebiger Stelle des Hauptprogramms einzuschalten. Die Resultate werden auf der Fernschreibmaschine ausgeschrieben.

ELRU-Information 421

H. BODEN

Das Reaktanzverhalten von konzentrischen Leitungskreisen
mit unterbrochenem Innenleiter

Ausgehend von der Gleichung für den Eingangswiderstand eines konzentrischen Leitungskreises, bei dem der Innenleiter durch eine sogenannte Spaltkapazität unterbrochen ist, wird das Reaktanzverhalten in Abhängigkeit von der Größe der beiden Leitungsabschnitte näher untersucht. Bei einem bestimmten Längenverhältnis ist eine Erregung des Leitungskreises im Spalt nicht mehr möglich. Für die Dimensionierung derartiger spezieller Leitungskreise sind verschiedene Diagramme angegeben. Abschließend wird die Anwendung auf weitere Eigenfrequenzen untersucht. Die höheren Eigenfrequenzen sind normalerweise nicht Harmonische der Grundfrequenz.

A. MEYER-BRÖTZ

Die Stabilisierung von Gleichspannungen mit geschalteten Transistoren

Die günstigen Schalteneigenschaften von Flächentransistoren ermöglichen es, durch Verwendung der Transistoren als Zweipunktregler oder als steuerbare Gleichrichter gegenüber üblichen stetigen Reglern eine Verminderung der Verlustleistung und Verbesserung des Wirkungsgrades in Stabilisierungsgeräten für Gleichspannungen zu erreichen. An Hand von Beispielen werden die Möglichkeiten aufgezeigt und die Eigenschaften verglichen. Die gezeigten Schaltungen sind besonders leicht durchschauend, stellen aber — besonders bei sehr hohen Leistungen — keineswegs das Optimum dar.

F. ENKEL

Die Übertragung räumlicher Schallfeldstrukturen über einen Kanal
mit Hilfe unterschwelliger Pilotfrequenzen

Für Durchführung einer für den Rundfunk geeigneten Stereophonie werden als ausschließlich hochfrequenztechnische Maßnahmen in Betracht gezogen. Als Ergänzung hierzu wird ein rein niederfrequentes, kompatibles Verfahren vorgeschlagen. Es wird hierbei ein einziger Rundfunkkanal üblicher Breite benutzt. Die Information über die räumliche Struktur der Schallereignisse erfolgt durch unterschwellige Pilotfrequenzen. Zur Trennung der Kanäle wird unter Ausnutzung des Haaseffektes ein Laufzeitglied verwendet. Auf der Empfangsseite werden die Pilotsignale zur Steuerung räumlich getrennter Lautsprecher benutzt.

ACHEMA 1958, 3. Bericht

Halbleiterteile für Regelungen in der Verfahrenstechnik	(AEG)
Kontaktinstrumente	(AEG)
Strommessung mit eigensicherem Anzeigekreis	(AEG)
Titrierautomat	(Agfa)
Druckflußarmatur für pH-Wert-Überwachung	(Beckman Instruments)
Mikrowaage für kleine Gewichtsgebiete	(Beckman Instruments)
Continuierlicher Gas-Chromatograph	(Beckman Instruments)
Leuchtigkeitsmesser	(Consolidated Electrodynamics Corp.)
Mikrowellen-Meßplatz für das 3-cm-Band	(Elektro Spezial)
Neue Miniatur-Thermoelemente	(Elektro Spezial)
Kompensations-Fernmeßverfahren	(P. Fierchow Nachfgr.)
Wassermonitor	(Frieseko & Hoepfner)
Registrierende automatische Titriereinrichtung	(Hartmann & Braun)
Getter-Ionenpumpen	(Heraeus)

U. KIRSCHNER

Anpassungs-Vierpole

Sehr oft ist man in der Praxis gezwungen, Geräte mit verschiedenen Eingangs- und Ausgangs-Z-Werten zusammenzuschalten. Um Reflexionsdämpfungen zu vermeiden, müssen Anpassungs-Vierpole dazwischengeschaltet werden. Für Anpassungs-Vierpole in π - und T-Schaltung sind die Dimensionierungsformeln abgeleitet und ihre Realisierungsbedingungen angegeben. Für die praktische Anwendung lassen sich aus Kurvenscharen die Dimensionierungsgrößen für die jeweiligen Anpassungsverhältnisse bei verschiedenen Dämpfungen ablesen. Naturgemäß kann man hieraus auch die Minimaldämpfung ersehen, für die die Anpassungsschaltung noch realisierbar ist.

K. ZEILINGER

Über die Fernmessung von veränderlichen Zustandsgrößen an Bord von
Flugkörpern vom Boden aus

Die Übertragung von Meßwerten, die an Bord von Flugkörpern aufgenommen werden, auf die ortsfeste oder bewegliche Boden-Empfangsstation gewinnt immer größere Bedeutung. In dem Beitrag wird eine solche Luft-Boden-Meßwert-Übertragungseinrichtung beschrieben, die sich in der Praxis schon vielfach bewährt hat (Lizenz ONERA, Bauart SFIM). Auch wird auf die Meßwertaufnahme und das Registrierverfahren sowie auch auf die üblichen Auswertmethoden für aufgenommene Meßwerte und die Genauigkeitsgrenzen eingegangen.

K. FUNK

Anordnung von Grenzflächen zwischen Dielektrika oder Ferro-
magnetika

Unter Grenzflächen werden hier z. B. an Kondensatoren die Platten, Belegungen oder beliebige Elektroden, bei ferromagnetischen Körpern jedoch solche Flächen verstanden, die der Fluß beim Übergang zu Werkstoffen unterschiedlicher Eigenschaften durchdringt. Es wird gezeigt, daß gegenüber willkürlichen oder den üblichen parallelen und ebenen Anordnungen dieser Grenzflächen bewußter gestaltete vorteilhafter sind. Trotz verbleibender Spitzenwirkung oder Feld-Konzentration treten echte Gewinne an auswählbaren, spezifischen Kenngrößen bei Trägern elektrischer oder magnetischer Felder auf. An Rauhschicht-Kondensatoren ist 25% höhere spezifische Kapazität und an Optimal-Ferrit-Massekernen höhere Güte gemessen worden.

ACHEMA 1958, 3. Bericht

Vertikal-Quecksilberrelais für hochempfindliche Kontaktgeber	(J. Hildebrandt)
Polychromator mit 3-m-Gitter	(Hilger & Watts)
Induktiver Zugkraft-Aufnehmer „Q 1“	(Hottinger Meßtechnik)
Kraftmeßdosen	(Hottinger Meßtechnik)
Flüssigkeits- und Gasdruckaufnehmer „P-2 h“	(Hottinger Meßtechnik)
Seismischer Erschütterungsaufnehmer „B 4“	(Hottinger Meßtechnik)
Lichtelektrischer Koordinatenschreiber	(Dr. B. Lange)
Cadmium-Selenid-Zelle	(Dr. B. Lange)
Registrierende Doppelmeßbrücke für relative Feuchtigkeit	(Philips)
Lichtelektrisches Universal-Dosiergerät	(Siemens & Halske)
Betriebs-Chromatograph	(Siemens & Halske)
Betriebs-pH-Messer mit Verstärker	(Siemens & Halske)
Magnetoelastische Kraftmeßdosen	(Siemens & Halske)
Wärmeleitfähigkeitsmesser mit abgeschlossener Vergleichskammer ..	(Siemens & Halske)

Summary

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, Vol. 12 (1958) No. 10

CH. BODEN: *The Reactance Condition of Concentric Conducting Circuits with Interrupted Inside Conductors* p. 335—338

The reactance condition as a function of magnitude of both circuit sections is thoroughly examined starting with the equation of the input resistance of a concentric conducting circuit the inside conductor of which is interrupted by a so-called splitting capacity. It is not possible to excite the conducting circuit in the gap at a certain length ratio. Various diagrams are given to design such special conducting circuits. Finally, the arrangement is examined for further self-frequencies. The higher self-frequencies are, normally, not harmonic to the basic frequency.

U. KIRSCHNER: *Matching Four Terminal Networks* p. 338—341

In practice it is often unavoidable to connect units with different input and output Z values. To overcome attenuations of reflexion matching four terminal networks have to be inserted. Design formulas of matching four terminal networks connected in π and T are derived and the conditions for realization are dealt with. For the application in practice design parameters for relative matching conditions of the different attenuations may be derived from groups of curves. The minimum attenuation for which the matching circuit is still realizable can also be obtained from this method.

G. MEYER-BRÖTZ: *The Stabilization of DC Voltages with Switched Transistors* p. 342—344

Favourable switching features of surface transistors enable reduction of power dissipation and improvement of the degree of efficiency in stabilizing units for dc voltages by use of transistors as two-points controller or as control rectifiers in place of the usual constant controllers. Application possibilities are pointed out and the properties are compared. The circuits demonstrated can be very easily understood, but they do not represent the best possible solution, particularly not, if very high outputs are required.

K. ZEILINGER: *On Back-to-Ground Telemetry of Variable Functions in Airborne Missiles* p. 345—346

The transmission of measuring values from airborne missiles to stationary or mobile ground receiving stations becomes more and more important. In this article such an air-to-ground telemetry equipment (licence ONERA, design SFIM) which has many times been proved in practice is described. Measurement and recording as well as conventional data-evaluation and the limits of accuracy are also discussed.

F. ENKEL: *The Reproduction of Sound Distribution in Rooms over one Channel by Pilot Frequency Levels under Threshold* p. 347—349

High frequency methods of stereophonic reproduction suitable for broadcasting are considered almost exclusively. In addition to this the author proposes a new compatible method which uses a low frequency system only. A single broadcasting channel of conventional width is used for this. The information on the sound distribution in rooms is possible by pilot frequency levels. A delay line utilizing the Haas effect is applied for separating the channels. On the reception side the pilot signals are used to control spaced loudspeakers.

K. FUNK: *Arrangement of Boundary Surfaces between Dielectrics or Ferromagnetics* p. 349—350

In this article boundary surfaces are understood by plates, coatings or any electrodes of condensers, those of ferromagnetic bodies, however, are understood by surfaces which are passed through by current going over to objects of different properties. The fact is demonstrated that arrangements of boundary surfaces intentionally set up are more advantageous than arbitrary or conventionally parallel and plain arrangements. In spite of remaining peak efficiency or field concentration real gains of selective specific magnitudes of carriers of electric or magnetic fields arise. A specific capacity higher by 25% of granulated layer condenser and higher quality of optimal ferrite pressed dust cores have been measured.

Le résumé

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, tome 12 (1958) No 10

CH. BODEN: *La réactance de circuits à ligne concentrique avec conducteur interne interrompu* p. 335—338

Partant de l'équation de la résistance d'entrée d'un circuit à ligne concentrique dans lequel le conducteur central est interrompu par une capacité dite de fente, l'auteur analyse le comportement réactif en fonction de la longueur des deux sections. Un certain rapport de longueurs rend impossible l'excitation du circuit par la fente. Différents diagrammes renseignent sur les dimensions de tels circuits spéciaux. Une étude de autres fréquences de résonance du système montre finalement que celle de rang supérieur ne sont généralement pas des harmoniques de la fréquence fondamentale.

U. KIRSCHNER: *Quadrupôles d'adaptation* p. 338—341

En pratique, on est souvent obligé d'interconnecter des appareils d'impédances d'entrée et de sortie différentes. Pour éviter des affaiblissements par réflexion, on doit alors insérer des quadrupôles d'adaptation. Pour les quadrupôles en π et en T , l'article contient les formules définissant les valeurs des éléments ainsi que les conditions dans lesquelles ces circuits sont réalisables. Des réseaux de courbes donnent, pour les applications pratiques, les valeurs pour les rapports d'adaptation avec les différents affaiblissements. On en peut évidemment aussi déduire l'affaiblissement minimum pour lequel le circuit d'adaptation est encore réalisable.

G. MEYER-BRÖTZ: *La stabilisation de tensions continues par transistors commutés* p. 342—344

Dans les stabilisateurs pour tensions continues, on obtient une diminution de la dissipation et une amélioration du rendement en remplaçant les régulateurs continus habituels par des transistors à jonctions qui travaillent par tout ou rien ou comme redresseurs commandés avec d'excellentes performances. Les exposés sur les possibilités d'utilisation et sur la comparaison des propriétés sont illustrés par des exemples. Les schémas indiqués permettent une compréhension particulièrement facile, mais ne constituent — notamment en cas de fortes puissances — nullement des optima.

K. ZEILINGER: *Télémétrie transmettant des grandeurs variables du bord d'un engin volant au sol* p. 345—346

Des installations transmettant des mesures du bord d'un engin volant à une station de sol fixe ou mobile sont de plus en plus utilisées. L'article traite d'une telle installation de télémétrie air-sol qui a été fréquemment éprouvée en pratique (licence ONERA, version SFIM). L'auteur expose également la lecture des valeurs mesurées, le procédé d'enregistrement, les méthodes courantes de l'interprétation des mesures, et les limites de précision.

F. ENKEL: *La transmission stéréophonique par un canal unique à l'aide de sous-porteuses* p. 347—349

Les moyens habituellement pris en considération pour la radiodiffusion stéréophonique impliquent une multiplication des porteuses H.F. Le procédé proposé ici en complément est de nature purement B.F. et compatible. On utilise un seul canal de radiodiffusion de largeur habituelle. Des sous-porteuses transmettent l'information relative à la structure spatiale du phénomène sonore. Une ligne à retard utilisant l'effet de Haas est employée pour la séparation des canaux. A la réception, les signaux sont utilisés pour la commande de haut-parleurs disposés à certaines distances.

K. FUNK: *Disposition des surfaces intermédiaires entre diélectriques ou ferromagnétiques* p. 349—350

Comme surfaces intermédiaires on considère ici, dans le cas des condensateurs, les plaques, armatures ou autres électrodes, dans celui des matériaux ferromagnétiques, par contre, les surfaces séparant des zones de propriétés différentes. On montre que la disposition parallèle et plane généralement utilisée pour ces surfaces peut avantageusement être remplacée par une conception plus recherchée. Bien qu'il subsiste des effets de pointe ou des concentrations de champ, on observe une amélioration réelle de caractéristiques spécifiques dont on a le choix; cela pour des porteurs de champs électriques et magnétiques. On a pu mesurer une capacité spécifique de 25% plus élevée sur des condensateurs à surfaces granuleuses, et une surtension plus grande sur des noyaux de ferrite à disposition optimum.